RADIORAMA

RIVISTA MENSILE EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA
IN COLLABORAZIONE CON POPULAR ELECTRONICS

Sped. abb. post.- Gr. III/70
ANNO XVII - N. 3
MARZO 1972
350 lire



LA COPERTINA

Fra lampade e riflettori, collaborando con belle donne, lavora il fotografo professionista. Un personaggio nuovo e moderno, che unisce il fascino dell'artista creativo alla "grinta" del tecnico abile e informato su tutte le novità che la scienza gli mette a disposizione.

(Fotocolor Fotostudio 2)



RADIORAMA

MARZO 1972

SOMMARIO

Anno XVII - N. 3, Marzo 1972 - Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III - Prezzo del fascicolo L. 350 - Direzione - Redazione - Amministrazione - Pubblicità: Radiorama, via Stellone 5, 10126 Torino, telefono 674432 (5 linee urbane) - C.C.P. 2/12930.

RADIORAMA

DIRETTORE RESPONSABILE	**Vittorio Veglia**
DIRETTORE AMMINISTRATIVO	Tomasz Carver
REDAZIONE	Antonio Vespa Cesare Fornaro Gianfranco Flecchia Sergio Serminato Guido Bruno Francesco Peretto
IMPAGINAZIONE	Giovanni Lojacono
AIUTO IMPAGINAZIONE	Giorgio Bonis
SEGRETARIA DI REDAZIONE	Rinalba Gamba
SEZIONE TECNICA COSTRUTTIVA	Scuola Radio Elettra - Popular Electronics - Philips - G.B.C.
SEZIONE TECNICA INFORMATIVA	Consolato Generale Britannico Philips Società Generale Semiconduttori, S.G.S. Engineering in Britain Siemens Mullard IBM Marconi Italiana
HANNO COLLABORATO A QUESTO NUMERO	K. L. Fuller Dr. E. Christian Silvio Dolci Angela Gribaudo Lorenzo De Stefanis Renata Pentore Walter Daniele Marcello Lanfranchi Ida Verrastro Aldo Ruffa Antonio Gilestra Gabriella Pretoto Umbro Marcaccioli Giovanna Otella

RADIORAMA, rivista mensile divulgativa culturale di elettronica, radio e televisione, edita dalla SCUOLA RADIO ELETTRA in collaborazione con POPULAR ELECTRONICS ● Il contenuto dell'edizione americana è soggetto a copyright 1972 della ZIFF-DAVIS PUBLISHING Co., One Park Avenue, New York 10016, N. Y. ● È vietata la riproduzione anche parziale di articoli, fotografie, servizi tecnici o giornalistici senza preventiva autorizzazione ● I manoscritti e le fotografie anche se non pubblicati non si restituiscono; verrà dato comunque un cenno di riscontro ● Pubblicazione autorizzata con numero 1096 dal Tribunale di Torino ● Spedizione in abbonamento postale, gruppo III ● La stampa di Radiorama è effettuata da litografia interna della SCUOLA RADIO ELETTRA ● Pubblicità: Studio Parker, via Legnano 13, 10128 Torino ● Distribuzione nazionale: Diemme Diffusione Milanese, via Taormina 28, tel. 68.83.407 - 20159 Milano ● RADIORAMA is published in Italy ● Prezzo del fascicolo: L. 350 ● Abbonamento semestrale (6 fascicoli): L. 2.000 ● Abbonamento per 1 anno (12 fascicoli): In Italia L. 3.900, all'estero L. 7.000 ● Abbonamento per 2 anni (24 fascicoli): L. 7.600 ● Copie arretrate, fino ad esaurimento, L. 350 il fascicolo ● In caso di aumento o diminuzione del prezzo degli abbonamenti verrà fatto il dovuto conguaglio ● I versamenti per gli abbonamenti e le copie arretrate vanno indirizzati a « RADIORAMA », via Stellone 5, 10126 Torino (assegno circolare o bancario o cartolina-vaglia), oppure possono essere effettuati sul C.C.P. numero 2/12930, Torino ● Prezzi delle inserzioni pubblicitarie: quarta di copertina a quattro colori L. 160.000; controcopertina L. 100.000; pagina a due colori L. 100.000; pagina a un colore L. 80.000; mezza pagina L. 50.000; un quarto di pagina L. 30.000; un ottavo di pagina L. 20.000.

RADAR AD ALTA DEFINIZIONE A BREVE PORTATA

di K. L. FULLER
dei Laboratori di Ricerca della Mullard

È stato costruito in Inghilterra un radar sperimentale a limitato raggio d'azione per la localizzazione di velivoli sul campo. Usando la tecnica delle onde persistenti modulate in frequenza, unitamente ad un'antenna orientabile molto sensibile, si ottiene l'esplorazione azimutale dalla stessa frequenza di modulazione. Questo radar ha anche applicazioni nel campo marittimo e militare.

Con il crescente uso dei sistemi di atterraggio completamente automatici, è aumentata la necessità di guidare i velivoli sul campo d'aviazione a velocità elevate, in condizioni di visibilità scarsa o nulla. Dopo l'atterraggio automatico, è infatti necessario guidare l'aereo dalla pista di volo, attraverso la pista di rullaggio, fino agli edifici aeroportuali.

Questa operazione può essere compiuta con cavi sotterranei inseriti nelle stesse piste di rullaggio, ma richiede un notevole lavoro per l'installazione e costituisce un sistema di impiego non flessibile. Inoltre, sebbene si possa indirizzare l'aereo sulla giusta strada, non si può garantire che la pista sia libera da ostacoli.

Nel caso di un insuccesso nell'atterraggio automatico, è molto importante, specie con la nebbia, che i mezzi antiincendio e le ambulanze possano essere in grado di raggiungere il luogo dell'incidente al più presto possibile, senza collisioni con gli ostacoli sparsi sulla pista. In questi casi, la soluzione ideale è quella costituita da un radar con un'esplorazione su un settore di circa 60° davanti al velivolo e con una portata massima di circa 160 m. Per produrre un'immagine utile, analoga a quella del radar, occorre disporre di una apparecchiatura con caratteristiche di portata e di risoluzione superiori a quelle dei normali sistemi radar.

In più si desidera che il radar abbia un'elevata velocità di scansione angolare per evitare lo sfarfallio sullo schermo e per ottenere un'elevata qualità nell'informazione. Nel sistema radar AVOID (abbreviazione di Airfield Vehicle Obstacle Indication Device) descritto, questo è ottenuto con la scansione elettronica, che produce 25 quadri completi al secondo.

Campo di misura - Per raggiungere una definizione di due metri nella gamma da 3 m a 160 m, si richiede un impulso di 10 nsec di durata se vengono usate le tecniche convenzionali, le quali presentano però problemi a proposito della larghezza di banda, dei circuiti oscillatori e della commutazione trasmissione/ricezione.

A prima vista, era sembrata migliore la soluzione consistente nell'uso di un sistema radar ultrasonico, perché la sua velocità di propagazione era molto bassa, cosicché la definizione necessaria poteva essere ottenuta con impulsi di più ragionevole durata e larghezza. Quando fu provato questo radar, sorsero parecchie difficoltà. Innanzitutto, l'attenuazione in aria delle onde ultrasoniche è elevata e, di conseguenza, è estremamente difficoltoso ottenere portate superiori ai 20 m con un trasmettitore di potenza normale. In

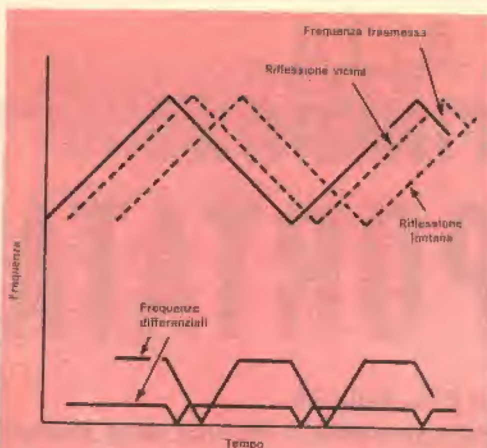


Fig. 1 - Segnali trasmessi e ricevuti in un radar ad onde persistenti modulate in frequenza. Un ostacolo vicino produce una bassa frequenza differenziale, mentre un ostacolo più distante produce una maggior frequenza differenziale.

secondo luogo, l'informazione dal radar è insufficiente per produrre un'immagine utile dovuta alla bassa velocità di propagazione. Inoltre, il radar ultrasonico è molto sensibile ai disturbi creati dai motori a getto.

Si decise quindi di usare un radar ad onde convenzionali, ma misurando la distanza ed applicando una modulazione lineare di frequenza alla trasmissione continua (*fig. 1*). La frequenza del trasmettitore, indicata con la linea continua, aumenta linearmente nel tempo, fino a raggiungere il termine della gamma di frequenza del dispositivo per poi diminuire. Un segnale di ritorno da un ostacolo vicino (linea tratteggiata) può avere la stessa forma, ma è sensibilmente ritardato nel tempo; un segnale di ritorno da un ostacolo distante può ancora essere della

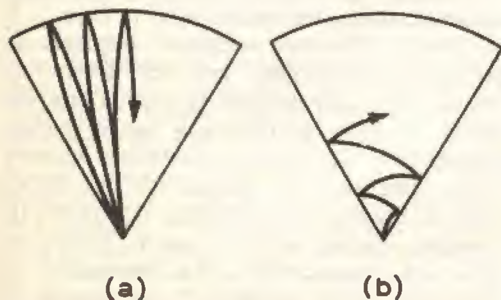


Fig. 2 - Due sistemi di scansione: a) meccanica e b) elettronica. Nel sistema elettronico la scansione è ottenuta usando una antenna con diagramma di irradiazione dipendente dalla frequenza del sistema.

stessa forma, ma è maggiormente ritardato nel tempo.

Se questi segnali di ritorno dagli ostacoli sono miscelati con una parte del segnale in uscita dal trasmettitore, e si estrae la frequenza differenziale o di battimento, l'ostacolo vicino produrrà una piccola frequenza differenziale, mentre un ostacolo più distante produrrà una maggior frequenza differenziale. In pratica, gli ostacoli saranno a distanze diverse, così lo spettro delle frequenze differenziali sarà prodotto da una frequenza proporzionale alla distanza.

Queste frequenze possono momentaneamente scendere a zero e ritornare al loro valore normale intorno ai punti di inversione della frequenza principale di spazzolamento. Se il tempo di questa inversione è tenuto breve rispetto al tempo di spazzolamento, l'effetto può essere trascurato.

Uno dei maggiori vantaggi di questo sistema è rappresentato dal funzionamento continuo del trasmettitore a potenza media, e questo è l'ideale per i generatori di microonde allo stato solido. Sfortunatamente, per ora non è possibile produrre generatori allo stato solido con frequenza modulata di sufficiente potenza d'uscita su una notevole gamma di frequenze, ma si ritiene che la cosa sia realizzabile in un futuro molto prossimo. Attualmente, il trasmettitore è un oscillatore ad onda inversa a frequenza modulata, da 8 GHz a 11,5 GHz con un'uscita di 100 mW.

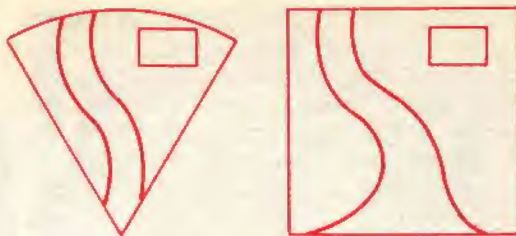
Affinché i segnali di ritorno dagli ostacoli possano essere utilizzati con successo, essi devono essere introdotti in una serie di filtri, dove l'energia corrispondente a ciascun elemento della gamma è integrata. Teoricamente, questo può essere ottenuto con un filtro per ciascun elemento della gamma e con una costante di tempo uguale al tempo di "illuminazione" di quel particolare ostacolo.

Nel radar sperimentale la complessità di una serie di filtri era enorme e, invece di un unico filtro a conversione, se ne è usato uno a spazzolamento di banda, il quale esplora lo spettro della banda e converte le informazioni che ritornano in parallelo nella scansione più convenzionale di una serie di banda.

La perdita risultante di sensibilità non è

preoccupante in un sistema a breve portata. Per avere una buona risoluzione è richiesta una scansione lineare in frequenza. Per esempio, se si vuol avere una risoluzione di una parte su cento della massima banda, la linearità della scansione deve essere di circa l'1%.

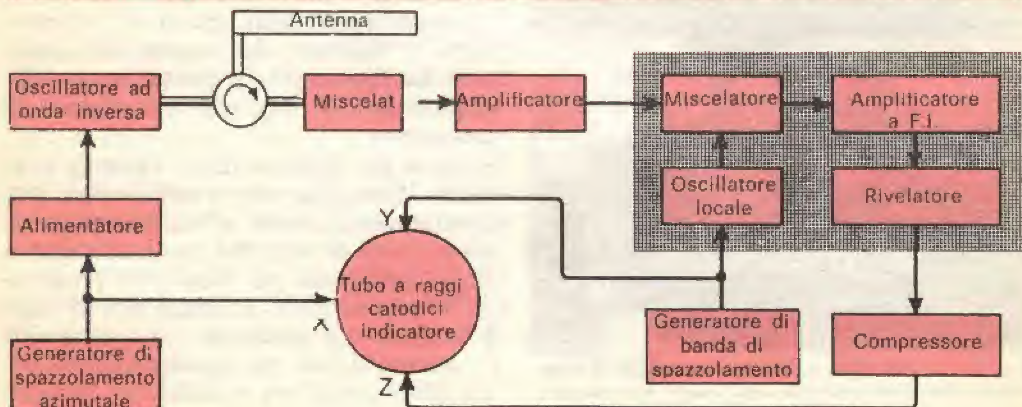
Scansione azimutale - In un radar convenzionale ad impulsi, la cadenza della scansione della banda è determinata dalla velocità di propagazione, ma nel sistema AVOID la banda è determinata dal ricevitore panoramico, il quale può effettuare la conversione alla velocità più adatta al sistema. Se la banda è esplorata dal minimo al massimo e ritorno con un andamento triangolare, e nello stesso tempo l'antenna lentamente esplora l'azimut, l'immagine potrà essere prodotta in forma di "petalo", come mostrato nella *fig. 2-a.*
Poiché per varie ragioni non si desidera avere una scansione meccanica, si è usata la scansione elettronica. Il metodo scelto utilizza un'antenna con un angolo di irradiazione dipendente dalla frequenza del segnale che la alimenta, e ciò è possibile usando la stessa frequenza di spazzolamento utilizzata per produrre la scansione angolare.
L'esame dei parametri del sistema mostra come la scansione angolare debba essere rapida, e come, in confronto, la banda di scansione sia bassa; l'immagine prodotta è mostrata nella *fig. 2-b.*
La prima antenna, usata per ottenere questo risultato, consisteva in un pezzo di guida d'onda di 1,20 m di lunghezza, con aperture circolari sul lato maggiore. Questi fori erano disposti a metà lunghezza d'onda, in posizione alternata rispetto all'asse del lato maggiore, in modo da mantenere la stessa fase. Alla frequenza centrale, dove la spaziatura era esattamente pari a metà lunghezza d'onda, l'antenna irradiava perpendicolarmente ed il fascio era guidato da sinistra a destra con il variare della frequenza intorno al suo valore normale. La guida d'onda era montata su una tromba verticale per restringere la larghezza di banda verticale e per dare un guadagno superiore.
Due erano le principali difficoltà che presentava questo tipo di antenna. In primo luogo, per il semplice fatto che i fori erano grandi, la potenza irradiata attraverso questi era insufficiente e l'80% della potenza d'ingresso era dissipata sul carico d'uscita. Una perdita similare accadeva in



(a) (b)

Fig. 3 - Vista in pianta di una strada e di un edificio a) presi come esempio; una rappresentazione radar di questo tipo può provocare una piccola alterazione su ciò che il pilota dovrebbe vedere. La vista in prospettiva b), che si è potuta ottenere usando un analizzatore tipo B, fornisce un'immagine più reale.

Fig. 4 - Schema a blocchi completo di un sistema radar sperimentale. I quattro blocchi racchiusi nel rettangolo tratteggiato, riportato in alto a destra, costituiscono il ricevitore panoramico.



ricezione. In secondo luogo, si producevano due fasci spuri a 45°, che introducevano errori in elevazione ed in azimut; questi davano luogo a scarsa efficienza a causa della dispersione di potenza nei due fasci stessi ed anche risultati confusi dovuti ai segnali di ritorno provenienti da queste direzioni. Questi fasci di onde erano difficilmente attenuabili sul modello sperimentale con l'inserzione di carichi resistivi sulla tromba ed i risultati non erano completamente soddisfacenti.

La seconda antenna costruita usava il principio delle onde progressive e consisteva in una guida d'onda simile alla precedente, ma con una stretta apertura lungo il lato maggiore della guida stessa. Questa apertura si rastremava in larghezza lungo la linea ed era coperta da materiale isolante per favorire l'irradiazione dall'interno verso l'esterno. La direzione dell'irradiazione era determinata dalla velocità relativa dell'onda dentro e fuori la guida, e, trattandosi di una velocità che variava con l'accordo in frequenza della guida, la direzione di irradiazione cambiava anche con la frequenza.

Questa antenna, rispetto a quella precedente, presenta il vantaggio di produrre solo un fascio d'onda che ha una notevole efficienza, maggiore di 7 dB. Essa, però, ha il difetto di non produrre un fascio perpendicolare ben definito e così deve venire montata inclinata. Anche per una identica banda di frequenza, la scansione angolare è ridotta a poco più del 20%.

L'attuale sistema d'antenna è un ritorno al principio della prima antenna, ma con un carico dielettrico nell'interno della guida. La costante dielettrica e la spaziatura dei fori sono state scelte per eliminare i lobi a griglia; per ottenere la miglior irradiazione dai fori, si è disposto uno strato dielettrico sull'esterno della linea. La larghezza del fascio verticale è determinata da un riflettore parabolico. Per risolvere i problemi della frequenza perpendicolare, dove piccoli disadattamenti d'impedenza delle aperture danno origine in ingresso ad onde stazionarie, l'antenna è stata progettata per avere una angolazione di 35°, cosicché l'esplorazione avviene tra 5° e 65°.



Fig. 5 - Un televisore modificato costituisce il dispositivo indicatore nel sistema radar sperimentale.

Unità indicatrice - Vi sono vari metodi di indicazione delle informazioni su uno schermo radar. L'ideale sarebbe un dispositivo indicatore che possa produrre una immagine in prospettiva della scena che si ha davanti e che questa immagine possa sovrapporsi alla scena così come viene vista attraverso il parabrezza. Il sistema sarebbe però troppo costoso. È perciò preferibile, per lo meno in fase sperimentale, ottenere l'informazione su un tubo a raggi catodici che il pilota può facilmente osservare e tenere sott'occhio nello stesso tempo. La forma dell'informazione è così arrivata a quella attualmente in uso.

La *fig. 3-a* mostra una vista in pianta di una strada e di un edificio. Per mezzo di un'adatta base dei tempi X e Y, è possibile riprodurre sullo schermo la versione radar di questa vista in pianta, ma questo comporta una piccola alterazione rispetto a quanto il pilota vede attraverso il parabrezza. È, perciò, preferibile usare un analizzatore radar tipo B, la cui scansione è funzione dell'angolo; in questo caso la figura può apparire accettabile, come nella *fig. 3-b,* con una visione in prospettiva.

Se la scala delle distanze verticali è lineare, l'immagine non è nell'identica prospettiva come risulta all'occhio, ma è distorta; così si usa una scala di esplorazione modificata per dare una presentazione più corretta. L'indicazione di tipo B è facile da produrre, in quanto due forme triangolari per la esplorazione sono già presenti nei circuiti del sistema.





Fig. 6 - Vista della scena attraverso il parabrezza a) e sua equivalente immagine radar b).

Sistema sperimentale - Uno schema a blocchi di un sistema radar sperimentale è illustrato nella *fig. 4*. L'oscillatore ad onda inversa è modulato in frequenza sulla gamma da 8 GHz a 11,5 GHz dall'oscillatore di spazzolamento azimutale.

La legge di variazione della tensione in funzione della frequenza per un oscillatore ad onda inversa è esponenziale, e l'alimentatore ha un complesso circuito di correzione per produrre una frequenza di spazzolamento lineare. Purtroppo, gli oscillatori ad onda inversa presentano una struttura molto delicata e la loro curva tensione/frequenza non può essere compensata; è appunto tale caratteristica che attualmente influisce sulle portate della gamma di risoluzione. L'uscita dell'oscillatore ad onda inversa giunge, per mezzo del circolatore a banda estesa, all'antenna e una parte anche direttamente al miscelatore che costituisce l'oscillatore locale.

I segnali di ritorno dagli ostacoli giungono, per mezzo del circolatore, al diodo miscelatore e le frequenze differenziali sono così estratte ed amplificate. Le frequenze differenziali alte, corrispondenti ad ostacoli molto distanti, sono maggiormente amplificate rispetto a quelle basse corrispondenti ad ostacoli più vicini. I successivi quattro blocchi dello schema comprendono il ricevitore panoramico che esplora tutto lo spettro così determinato dalla banda di spazzolamento del generatore. L'uscita dal ricevitore panoramico è compressa dinamicamente ed inviata all'amplificatore dell'indicatore luminoso. I segnali X ed Y per l'indicatore sono ottenuti dai generatori di azimut e di banda di spazzolamento. Una esplorazione azimutale richiede 400 µsec ed una banda completa di spazzolamento 20 msec, cioè la frequenza per la scansione dell'immagine è di 50 Hz.

La risoluzione dell'ostacolo per questo sistema è di 2° in azimut su 60° di scansione, cioè 30 elementi, e di due metri in portata su una portata massima di 160 m, cioè 80 elementi. Così l'immagine completa è di 80 x 30 = 2.400 elementi. Un'alternativa facoltativa, di 25 immagini al secondo, è stata aggiunta recentemente; questo raddoppia il numero delle linee sullo schermo senza modificare la risoluzione. In pratica, si produce una immagine che sembra avere una miglior risoluzione, ma con qualche sfarfallio.

L'apparecchiatura sperimentale, costruita dal laboratorio di applicazioni Mullard, è stata recentemente installata su un autoveicolo, con un indicatore visivo costituito da un televisore portatile modificato. La *fig. 5* mostra la visione dal posto di guida; la *fig. 6* rappresenta una vista in avanti, come appare in realtà a), e sullo schermo radar b).

Un vasto programma di prove ha dimostrato che è sufficiente un breve periodo per familiarizzarsi con le apparecchiature, dopo di che l'immagine radar si dimostra molto utile.

Guidando al buio con il parabrezza completamente oscurato, il sistema è stato provato su due tracciati: in un'area di parcheggio per auto (vuota!) ed in un campo d'aviazione sgombro. Nonostante

il pilota perdesse completamente il senso di orientamento, non avendo alcuna visuale o alcun riferimento circostanti, l'autoveicolo non ha avuto alcuna collisione con nessuno dei numerosi ostacoli, ed è stato facile guidarlo attraverso una strada segnata con riflettori ad angolo.
Inoltre, guidando senza visibilità, si è simulato uno stato di emergenza all'aeroporto di Stansted, incendiando 9.000 litri circa di benzina. L'autoveicolo con il radar, con tutti i finestrini oscurati, è stato guidato successivamente ad una velocità di circa 65 km/h su un percorso di circa 500 m, guidando quattro autopompe fino al luogo dell'incendio.
Numerose prove e dimostrazioni sono state fatte negli aeroporti di Heathrow, Gatwick e Farnborough e sull'autostrada M4, con ripresa filmata dell'immagine radar e senza visibilità.
I vantaggi che questo radar presenta rispetto ai sistemi convenzionali sono:

- maggior economia;
- la risoluzione e la prestazione a distanza ravvicinata sono in ordine di grandezza migliori che nei sistemi convenzionali;
- non ha parti in movimento;
- si produce un'immagine più luminosa ed esente da sfarfallio;
- è più semplice;
- non richiede potenze elevate od alimentazione ad alta tensione;
- non interferisce, né riceve interferenze, con altri sistemi radar già esistenti nell'aeroporto;
- è possibile modificare la prospettiva dell'informazione con semplici cambiamenti di circuiti.

Il radar in questione ha altre applicazioni oltre a quelle già esaminate; ad esempio, serve come radar di porto per piccole imbarcazioni; come radar per lance su fiumi ed in piccoli corsi d'acqua affollati; come radar per veicoli militari. Esso è particolarmente versatile se usato con un indicatore di mappa, che può fornire la direzione e la posizione del veicolo.
Si era pensato di usare un'altra frequenza in alternativa per la trasmissione: la banda X era stata scelta per il modello sperimentale per motivi economici, perché la risoluzione azimutale appariva adeguata e la prestazione con pioggia e con nebbia era soddisfacente.
Il progetto, la costruzione e le prove sono state condotte da K. Holford per quanto riguarda il sistema e da A. J. Lambell per l'antenna. Parte del lavoro è stato svolto dalla M.E.L. Equipment Company Ltd.





Mecanorma Electronic System

La casa francese Mecanorma, specializzata in prodotti per le arti grafiche ed il disegno (lettere trasferibili Letter-Press, trame e colori adesivi Normatone, Normacolor) ha presentato a Milano la prima serie di simboli elettronici per la realizzazione dei bozzetti dei circuiti stampati, realmente adeguati allo scopo.
Il Mecanorma Electronic System si differenzia dai prodotti attualmente in commercio per la facilità, la rapidità, la precisione della messa in posa dei simboli; per la precisione delle loro dimensioni; per la sottigliezza del supporto; per la vastità della gamma.
Questo sistema è un procedimento economico, che permette un guadagno di tempo del 40% nella fase di sistemazione dei componenti sul modello dei circuiti stampati.



BD181, BD182, BD183: transistori BF di potenza per apparecchiature HI-FI

I transistori BD 181, BD 182, BD 183 interessano principalmente i costruttori di amplificatori Hi-Fi.
Tra le caratteristiche più salienti segnaliamo:

— La tensione di saturazione collettore-emettitore è di 0,4 V; ciò determina una tensione di ginocchio di solo 1 V a 4 A.

— La corrente di fuga collettore-base non supera, all'interdizione, i 5 mA con la massima tensione e ad una temperatura di 200 °C alla giunzione. La stabilità dello stadio finale è pertanto assicurata.

— La frequenza di taglio minima garantita è di 15 kHz.

— L'elevato fattore di linearità di questi transistori permette di tenere a bassi livelli il fattore di distorsione senza dover introdurre elevati valori di controreazione: in altre parole, **non è più necessario sacrificare il guadagno per ottenere prestazioni Hi-Fi.**

Le potenze di uscita ottenibili sono:

su altoparlante da 4 Ω

20 W	con 2 x BD 181
40 W	con 2 x BD 182

su altoparlante da 8 Ω

15 W	con 2 x BD 181
20 W	con 2 x BD 182
40 W	con 2 x BD 183



Richiedere i dati tecnici dettagliati a: Philips Elcoma - Rep. Microelettronica C. - piazza IV Novembre 3 - 20124 Milano

GIAPPONE NUMERICO

Non c'è sosta, in Giappone, nell'uso di indicatori numerici.



Da parecchi anni ormai i dispositivi di lettura numerica sono oggetto di grandissimo interesse nell'industria elettronica di tutto il mondo. Tuttavia, sembra che siano poche le applicazioni per cui si sono sfruttati i vantaggi di tali dispositivi, al di fuori dei laboratori o delle industrie tecnicamente avanzate e ciò vale anche per gli Stati Uniti.

In Giappone, invece, la reazione è stata diversa. In numerosi apparati usati comunemente sono stati incorporati dispositivi di lettura elettromeccanici o elettronici. Gli orologi numerici, per esempio, hanno avuto una certa diffusione negli Stati Uniti, ma in Giappone vengono usati molto più largamente.

Inoltre, in questo Paese, molte applicazioni dei dispositivi di lettura numerici sono più originali. Ad esempio, nei supermercati per pesare i cibi vengono usate bilance con indicazione elettronica. Scale di lettura separate su tali bilance indicano il peso, il costo per unità di peso ed il costo totale della merce.

Nelle stazioni importanti, i biglietti ferroviari sono venduti da complicate macchine a gettone, le quali accettano ogni tipo di moneta giapponese, forniscono il biglietto per qualsiasi destinazione desiderata e danno automaticamente il resto giusto. Quasi tutte queste macchine hanno sistemi di lettura numerica elettronica per indicare il valore totale del denaro immesso ed alcune forniscono anche altre informazioni.

In Giappone inoltre si fa largo uso di un sistema di indicazione numerica che perfino negli Stati Uniti non ha ancora riscontro. Per evitare danni accidentali alle pompe di carburante, nelle stazioni di servizio giapponesi i tubi di gomma per il rifornimento pendono dal tettuccio che sporge sulla strada. La quantità di carburante acquistata e il suo costo totale si possono vedere su grandi e chiari sistemi di lettura numerici, montati sul muro frontale della stazione di servizio.



Questa macchina automatica per la vendita dei biglietti ferroviari indica il costo, fornisce il biglietto per qualsiasi destinazione desiderata e dà il resto.

Vengono usati vari tipi di indicatori, ma quasi nessuno è di tipo meccanico. In alcune installazioni, inoltre, per maggiore comodità, una seconda serie di sistemi di lettura è montata presso il banco del cassiere.

In Giappone, insomma, i sistemi di lettura numerici si vedono dappertutto con sorprendente regolarità. Finora, si sono dimostrati un efficace mezzo per accelerare gli affari e ridurre la possibilità di errori nelle operazioni numeriche. Non deve quindi sorprendere il fatto che il Giappone, in questo campo, sia all'avanguardia rispetto al resto del mondo; dopo tutto, in rapporto con le sue dimensioni, questa nazione è la più grande produttrice di apparati elettronici. ★

ROBUSTO LAMPEGGIATORE D'EMERGENZA PER AUTO



Non lo fermano né la pioggia, né la polvere, né gli urti.

Le luci lampeggianti blu usate nei veicoli di emergenza sono azionate o meccanicamente od elettronicamente e funzionano bene fino a che la strada è buona o fino a che non sono soggette a condizioni estreme di temperatura ed umidità. Ma i veicoli che usano tali luci sono proprio quelli che occasionalmente devono viaggiare in condizioni ambientali avverse.
Per la loro sensibilità alle vibrazioni, poco si può fare per migliorare l'affidabilità dei lampeggiatori meccanici; le unità elettroniche, invece, si possono rendere molto affidabili con un buon progetto circuitale, con un'accurata scelta dei componenti e con un'ottima tecnica di montaggio.

Il lampeggiatore elettronico migliorato, il cui schema è riportato nella *fig. 1*, è stato progettato per eliminare i problemi termici soprattutto mediante la separazione della funzione di tempo (circuito multivibratore con Q1 e Q2) dalla funzione di commutazione delle lampade (Q3 e Q4).
Per Q1 e Q2, nel circuito di multivibratore simmetrico, vengono usati transistori al silicio. I transistori Q3 e Q4, che azionano le lampade, sono di tipo al germanio, polarizzati ben oltre il punto di interdizione, per evitare conduzione continuata ad alte temperature. Un'ulteriore protezione contro il calore viene ottenuta fissando Q3 e Q4 sulla scatola metallica di montaggio ed usando piccoli radiatori di calore che si infilano su Q1 e Q2.
Per il lampeggiatore migliorato non si sono adottati nuovi principi rivoluzionari di progetto. Si è solo badato all'affidabilità ed alla robustezza in condizioni difficili.

Scegliendo i componenti per il lampeggiatore migliorato per autovetture si usino solo transistori in custodia metallica, poiché con transistori equivalenti in involucro plastico si può avere un funzionamento irregolare con il variare dell'umidità atmosferica. Si usi inoltre una pasta al silicone montando Q3 e Q4 nella scatola metallica e per i radiatori di calore che si infilano su Q1 e Q2.
La frequenza di lampeggiamento del sistema è determinata dalla costante di tempo delle combinazioni C1-R3 e C2-R4 e si può calcolare con la formula: $F = 1/(1{,}4RC)$, dove R è R3 o R4 e C è C1 o C2. R è espresso in MΩ, C in μF e F in Hz. Per i valori specificati, la frequenza di lampeggiamento sarà di circa 1 Hz. Frequenze di lampeggiamento minori o superiori possono essere ottenute aumentando o diminuendo i valori di R3 e R4 o quelli di C1 e C2. La frequenza di lampeggiamento, tuttavia, non dovrebbe essere superiore ai 5 Hz. Se si cambia il valore di R o di C su un lato del circuito, occorre cambiarlo anche sull'altro lato per ottenere un funzionamento simmetrico.
I condensatori usati nel prototipo per C1 e C2 sono di tipo Sprague Atom Type TVA 1205. Essi presentano una resistenza, a condizioni estreme di temperatura, un po' superiore a

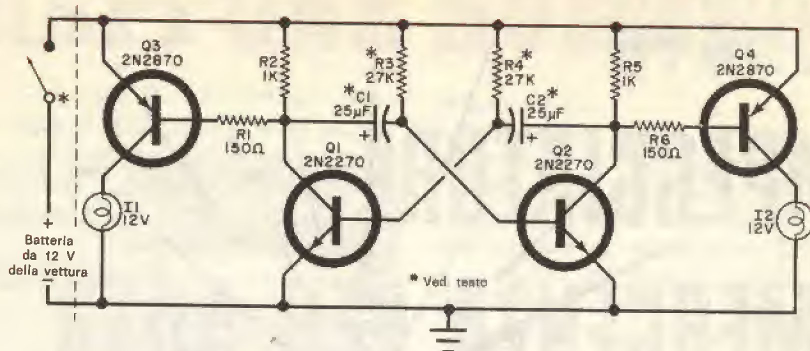


Fig. 1 - I transistori Q1 e Q2 del circuito multivibratore sono al silicio, mentre Q3 e Q4, che azionano le lampade, sono di tipo al germanio di potenza. La frequenza di lampeggiamento del sistema che descriviamo è data dalle costanti di tempo RC delle combinazioni R3-C1 e R4-C2.

MATERIALE OCCORRENTE

C1, C2	=	condensatori elettrolitici da 25 µF - 25 VI
I1, I2	=	lampade da 12 V (ved. testo)
Q1, Q2	=	transistori al silicio RCA 2N2270 *
Q3, Q4	=	transistori al germanio di potenza RCA 2N2870 *
R1, R6	=	resistori da 150 Ω - 1 W
R2, R5	=	resistori da 1 kΩ - 2 W
R3, R4	=	resistori da 27 kΩ - 1 W (ved. testo)

Scatola d'alluminio da 17,5 x 12,5 x 7,5 cm, basetta circuitale in vetroresina con terminali ad innesto da saldare, morsettiera a 4 terminali, tubetto di teflon, radiatori di calore per Q1 e Q2, isolatori di mica per Q3 e Q4, viti, dadi e rondelle di blocco in acciaio inossidabile, vernice nera opaca, filo per collegamenti, distanziatori, strisce di ottone, stagno e minuterie varie

* I componenti RCA sono reperibili presso i rivenditori G.B.C.

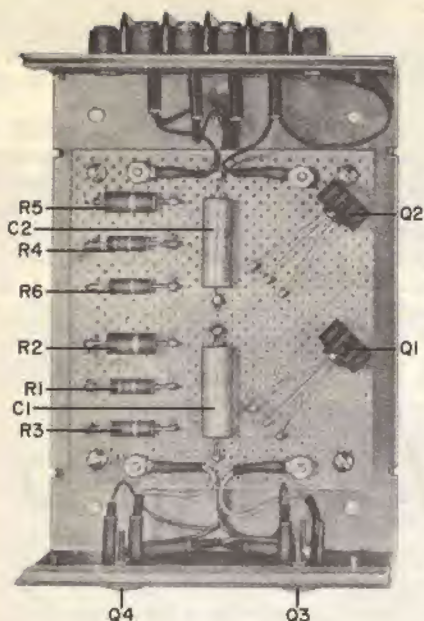
quella che il fabbricante garantisce. La loro gamma effettiva di temperatura si estende da − 45 °C a + 90 °C circa. Le basse temperature non danneggiano i condensatori in quanto, quando si riscaldano nuovamente, tornano a funzionare entro le loro caratteristiche. Temperature superiori a + 90 °C, invece, provocano generalmente alte perdite permanenti in questi condensatori, i quali perciò devono essere subito sostituiti.

Un altro componente per il quale si deve prestare attenzione nella scelta è la basetta circuitale. Le basette fenoliche non sopportano bene le vibrazioni e condizioni avverse come le basette di resina di vetro. La basetta di vetroresina che si deve scegliere deve essere di tipo pesante e corredata di relativi ancoraggi da saldare.

Scelti i componenti, si può iniziare la realizzazione del lampeggiatore. Per il montaggio, si usi una scatola di alluminio dopo avere verniciato di nero tutte le sue superfici esterne per migliorare la radiazione di calore. Su una parete della scatola si montino Q3 e Q4 usando isolatori di mica e minuterie adatte. Le migliori rondelle di blocco da usare sono quelle di acciaio inossidabile che mordono meglio ed assicurano un fissaggio più resistente alle vibrazioni.

Sulla parete opposta della scatola si monti la morsettiera. Si facciano i fori per il passaggio dei terminali un po' più grandi del dovuto, onde consentire il passaggio del tubetto isolante che si infila sui terminali dopo aver saldato i fili di collegamento.

Seguendo lo schema, si effettuino i collegamenti tra i componenti montati sulla basetta, disponendo i fili sotto la basetta stessa. Per assicurare una buona resistenza alle vibrazioni, si stringano i terminali d'ancoraggio ad innesto dopo aver disposto i terminali dei componenti e prima di effettuare le saldature. Sotto la basetta, si avvolgono strettamente i fili intorno ai terminali prima di saldare. Se si adottano questi sistemi, anche se eventualmente lo stagno si cristallizza per le vibrazioni, la possibilità di guasto di un collegamento è molto ridotta. Prima di fissare la basetta sul fondo della scatola, si può proteggerla ulteriormente e renderla più robusta immergendola in plastica semisolida o in una miscela di silicone e gomma. Prima però



Per ottenere un insieme robusto, si usi una basetta perforata di vetroresina e grossi connettori ad innesto. I radiatori di calore si avvitano alla basetta.

è bene accertarsi che la miscela usata non richieda un trattamento a caldo e che sia elettricamente isolante.

Dopo aver montato al suo posto la basetta circuitale, si colleghino e si saldino i fili, da essa provenienti, alla morsettiera ed ai transistori commutatori.

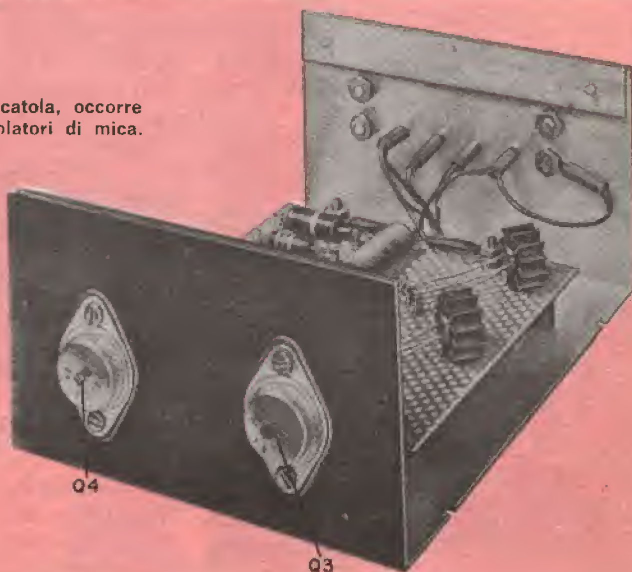
La scatola di alluminio non è fatta per sopportare forti vibrazioni. Per eliminare questo difetto, è buona idea rinforzarne il bordo superiore con strisce di ottone o di bronzo preventivamente forate e maschiate in corrispondenza con le viti del coperchio. Un altro sistema potrebbe essere quello di chiudere la scatola mediante rivetti distanti tra loro 5 cm, ponendo nastro isolante da elettricisti tra le superfici da unire, onde ottenere un insieme quasi impermeabile all'aria, all'acqua ed alla polvere.

Le luci da azionare con il lampeggiatore perfezionato per autovetture sono di tipo azzurro ed assorbono circa 0,6 A a 12 V. Volendo, si possono adottare lampade General Electric n. 1156 che sono molto brillanti ed assorbono circa 1,7 A. In questo circuito si possono usare lampade ancora più brillanti, fino ad un assorbimento di 5 A. Prima di installare lampade molto forti è bene però accertarsi che siano conformi alle disposizioni di legge. In genere, luci che superano i 25 W tendono a distrarre i guidatori che si incrociano.

Più robusto sarà l'interruttore usato e migliore sarà l'affidabilità del sistema lampeggiatore. Per questa ragione si consiglia l'acquisto di un interruttore di tipo industriale per forti correnti. Se si adotta un normale interruttore d'auto, l'affidabilità del sistema sarà compromessa, in quanto questi interruttori sono fatti solo per sopportare le piccole vibrazioni di una strada selciata.

Infine, volendo una lampadina spia, questa si può collegare tra i terminali negativo e positivo della morsettiera.

Per isolare Q3 e Q4 dalla scatola, occorre usare rondelle di fibra ed isolatori di mica.



La manutenzione preventiva del lampeggiatore consiste in controlli normali prima e dopo l'uso ed in un controllo periodico ogni cambio dell'olio della vettura. È opportuno anche spolverare il lampeggiatore ogni volta che si pulisce il filtro dell'aria. I condensatori che, secondo l'opinione generale, hanno una durata utile di due anni, col tempo perdono capacità ed isolamento. Ne risulta un aumento della frequenza di lampeggiamento, la quale indica che i condensatori devono essere sostituiti. In realtà, la durata utile dei condensatori elettrolitici moderni supera in alcuni casi i dieci anni.

Il lampeggiatore dovrebbe mostrarsi sufficientemente robusto nella maggioranza dei casi, a meno che non si viaggi continuamente su terreno accidentato e pietroso.

Progettato in origine per l'uso in veicoli di ricerca e di soccorso, il lampeggiatore può essere parimenti utile per campeggiatori, veicoli per fuori strada, barche e dovunque il viaggio diventi rude e dove le vibrazioni e le intemperie possono segnare la fine dei lampeggiatori normali.



L'orologio del futuro

Privo di lancette e di movimento meccanico (ved. figura), questo orologio sembra, tutto sommato, una meridiana, ma alla luce solare sostituisce gli impulsi elettronici. Realizzato sperimentalmente nei laboratori scientifici della Motorola Semiconductor Product Inc. di Phoenix (Arizona), esso è stato presentato al pubblico in prima mondiale alla Mostra dei sistemi elettro-ottici di Anaheim, in California.

Fra una decina di anni al massimo, l'orologio elettronico senza lancette e movimento interno diventerà di uso comune nei modelli da tavolo e da polso di tutte le dimensioni. Del resto, già oggi si assiste alla presenza dei semiconduttori e dei circuiti integrati nell'industria degli orologi. In Europa, ad esempio, la Motorola è stata la prima ad ottenere una forte ordinazione di questi componenti da parte della società svizzera Girard & Perregaux.

Prototipo dell'orologio del futuro, che fra qualche anno sarà riprodotto in milioni di esemplari.



Vediamo ora brevemente le caratteristiche di questo orologio del domani, le cui più importanti novità sono: l'assenza delle lancette, l'eliminazione del movimento meccanico, un nuovo speciale cristallo di quarzo.

Al posto delle lancette vi sono 72 diodi ad emissione di luce, disposti su due circonferenze. Quella esterna, con 60 diodi che accendono una luce rossa intermittente, indica i secondi ed i minuti; quella interna, con 12 diodi, segna le ore. Due piccole batterie, di facile sostituzione, alimentano l'orologio per oltre un anno.

Il movimento meccanico è, a sua volta, sostituito da piccolissimi circuiti integrati, i quali forniscono i segnali che illuminano i diodi dei secondi, dei minuti e delle ore. Infine, la terza importante caratteristica è rappresentata da uno speciale cristallo di quarzo, che regola la frequenza del tempo. Questo dispositivo, tecnologicamente tra i più perfezionati che esistano, consente all'orologio una precisione quasi assoluta.



mistral

Direz. Comm. MILANO - Via M. Gioia 72 - Telef. 68.84.141

precisione è prestigio



PANORAMICA STEREO





Gli audiofili sono avidi lettori, ma purtroppo talvolta incorrono in errori di interpretazione o leggono notizie non del tutto precise. Ne consegue che parte delle informazioni audio generalmente accettate sono inesatte. Ecco dieci errori fra i più comuni nel campo dell'alta fedeltà.

1) Gli apparati a stato solido sono migliori di quelli a valvole.

L'intrinseca superiorità dello stato solido è talmente riconosciuta dalla maggior parte dei consumatori che è sufficiente la sua denominazione per far vendere qualsiasi cosa, dai frullini alle macchine per asciugare la biancheria. L'elettronica a stato solido presenta tre vantaggi indiscutibili: gli apparati possono essere molto più compatti, consumano meno elettricità, generano meno calore e non hanno la durata limitata dei componenti che usano valvole a catodo caldo. Ciononostante, si può realizzare un apparecchio altrettanto buono usando sia valvole sia transistori.

In alta fedeltà, i vantaggi dei componenti a stato solido sono: eliminazione del trasformatore d'uscita dell'amplificatore di potenza; riduzione del ronzio per l'assenza del catodo caldo e generalmente migliore stabilità del circuito, dovuta alla facilità con cui si ottiene una banda passante estremamente larga. In termini di suono, ed è a questo che quasi tutti pensano quando parlano della supposta superiorità dei transistori, non c'è nessuna differenza sostanziale. Generalmente, l'apparato a stato solido produce bassi più limpidi e sostenuti di quanto possano fare le valvole; ciò soprattutto perché è possibile realizzare amplificatori a stato solido con fattori di smorzamento più alti di quelli che possono essere ottenuti con valvole. Però, non è stato ancora possibile costruire apparecchi a stato solido, specialmente nella parte di preamplificazione, che introducano una distorsione udibile alle alte frequenze tanto bassa quanto si ha nei migliori apparecchi a valvole.

Per quanto riguarda la durata, non si può ancora esprimere un giudizio, in quanto gli apparecchi a stato solido non hanno ancora avuto tempo ad invecchiare fino alle loro possibilità. I transistori non si esauriscono gradualmente come le valvole, ma la loro percentuale di guasti improvvisi è ancora superiore a quella delle valvole. A questo senza dubbio si porrà rimedio; però, ora, la scelta tra valvole e stato solido è più questione di preferenza personale che di evidente ed obiettiva superiorità.

2) Se uno strumento musicale che si sente da un altoparlante stereo è udibile anche dall'altro, il riproduttore ha un'imperfetta separazione stereo.

Ciò è vero solo per i dischi di prova o cosiddetti di dimostrazione, dove è chiaramente stabilito che solo il canale di destra o solo quello di sinistra devono funzionare. Una perfetta separazione stereo non avviene mai in natura o nella musica dal vero, perché i suoni si propagano dalla loro sorgente in tutte le direzioni. Il suono di uno strumento a sinistra raggiungerà prima il microfono di sinistra e sarà più forte; esso però continua a propagarsi, diventando sempre più debole, fino a che non raggiunge anche il microfono di destra una frazione di secondo in ritardo. Quindi, l'uscita del canale destro provocata dallo strumento di sinistra sarà più debole e leggermente in ritardo ma chiaramente udibile. Se questa uscita non ci fosse, la riproduzione di quello strumento sarebbe monofonica, provenendo solo dall'altoparlante di sinistra e mancherebbe del tutto il senso della spaziosità stereo.

La ragione per cui un sistema di riproduzione deve avere la capacità di una separazione stereo totale è quella di evitare che il suono di sinistra, il quale è leggermente in anticipo sul suono di destra, possa passare attraverso il canale di destra, restringendo l'estensione dimensionale tra i due canali. Infatti, alcuni dischi di prova stereo hanno una imperfetta separazione stereo dove dovrebbero presentare esclusivamente segnali di destra o di sinistra. Anche il migliore disco di prova non ha separazione sufficiente per lasciare un canale

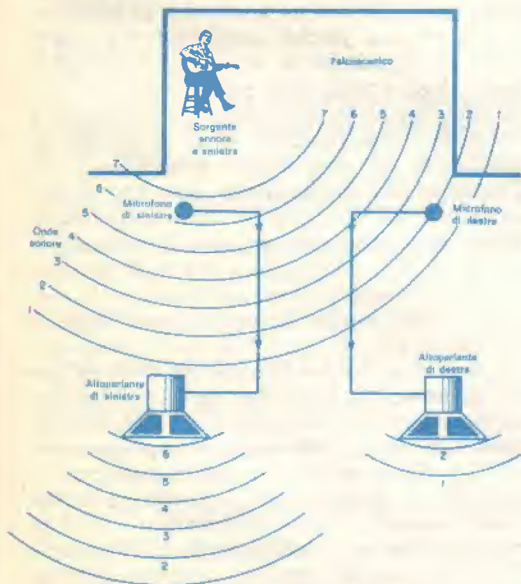
completamente muto mentre l'altro funziona. Purché il canale muto sia sostanzialmente più basso dell'altro in funzione, la separazione stereo totale del sistema è probabilmente adeguata.

3) Poiché persone diverse sentono cose differenti, l'alta fedeltà è più questione di gusto personale che una realtà obiettiva.

Questo vecchio detto è duro a morire! Persone differenti reagiscono in modo diverso a differenti aspetti di un suono complesso; alcuni si concentrano sulla chiarezza dei bassi, altri sulla brillanza o sull'equilibrio totale ed altri ancora sul dettaglio o la ricchezza dei toni alti. E ciascuno valuta il suono riprodotto in base a come ricrea quegli aspetti sui quali è esigente. Inoltre, anche le possibilità uditive delle persone variano: alcuni hanno un responso fino a 20.000 Hz ed oltre, mentre altri hanno un responso limitato a 6.000 Hz o meno. Se esponiamo però un gruppo di persone esattamente allo stesso insieme di vibrazioni d'aria, presente in un concerto dal vero, constateremo che le loro percezioni sonore e limitazioni uditive reagiranno come se gli interessati udissero i suoni originali.

4) Un motore fonografico sincrono ha stabilità di velocità maggiore che un motore non sincrono.

Questa è una mezza verità. Poiché un motore sincrono è accoppiato alla frequenza c.a. di rete, la sua velocità media in un dato periodo di tempo è accurata come quella di un orologio elettrico (il quale usi un motore sincrono). Tuttavia, poiché un motore sincrono, per restare esattamente bloccato sul ciclo c.a., deve continuamente accelerare o ritardare, anche se leggermente, ciò riduce la sua stabilità istantanea di velocità. Entrambi i tipi di motore richiedono particolari accorgimenti per far sì che il loro particolare tipo di variazione di velocità sia mantenuto, per ottenere la migliore riproduzione, entro un minimo assoluto.



Come viene detto nell'errore n. 2, il suono proveniente dalla sorgente sonora a sinistra deve anche essere riprodotto dall'altoparlante di destra per renderlo fedele al suono originariamente registrato.

5) Quanto migliore è il sistema di riproduzione, tanto peggiore è il suono di un disco consumato da esso riprodotto.

I fabbricanti di apparecchi di seconda qualità usano da anni questo argomento per spiegare il motivo per cui i loro prodotti rendono i rumori di superficie ed i graffi dei dischi così sgradevolmente offensivi. Gli apparati di alta qualità riprodurranno tali distorsioni con imbarazzante chiarezza, rendendole ben udibili. Ma quanto maggiore è la distorsione elettrica del riproduttore, tanto più questo esagererà i difetti.

Il rumore di superficie di un disco, riprodotto con un sistema a bassa distorsione ed esente da risonanze, è simile al suono della pioggia su un pavimento. Graffi nel disco si sentiranno come uno strato di polvere. Entrambi i suoni sono udibili ma non intollerabili. Se lo sono, è segno che il sistema è solo mediocre anziché buono.

6) Più un amplificatore è potente e meglio è.

In questa frase c'è una parte di verità, anche se non esiste necessariamente una relazione tra la potenza e la qualità sonora. È vero che, in genere, gli amplificatori di bassa potenza non sono progettati per bassissime distorsioni come quelli di alta potenza e che gli amplificatori di bassa potenza hanno anche fattori di smorzamento più bassi. Una bassa distorsione ed un alto fattore di smorzamento fanno suonare meglio la maggior parte degli altoparlanti. Ci sono però eccezioni: alcuni amplificatori di bassa potenza, purché non usati oltre il punto di sovraccarico, suonano altrettanto bene, se non meglio, di alcuni amplificatori di elevatissima potenza.

Considerando la potenza, è anche necessario tenere presente che una variazione di volume di 1 dB è appena percettibile, mentre raddoppiando l'entità della potenza di un amplificatore si ottiene solo un aumento di 3 dB del massimo volume disponibile. Perciò, una variazione da 60 W a 120 W per canale rappresenta solo un piccolo incremento della capacità di volume. La differenza maggiore nel suono tra amplificatori a confronto consiste

nella loro distorsione a livelli d'uscita inferiori a 1 W, un dato che viene raramente pubblicato, forse perché fornisce una valida base di confronto.

7) L'orecchio umano non può percepire meno di una data quantità di distorsione (o di spostamento di fase, o deviazione nel responso in frequenza o di flutter, ecc.).

Un ascoltatore ingenuo può stare tranquillamente a sentire un'accozzaglia di spaventosa fedeltà e tuttavia non percepire nulla se non, forse, un vago senso di disagio seguito da un mal di testa. Alcuni ascoltatori altamente esigenti, invece, hanno mostrato la loro abilità nel rilevare, nella musica riprodotta, variazioni nel responso in frequenza di mezzo dB e livelli di distorsione troppo bassi per essere misurati con gli strumenti normali. Quindi, qualsiasi affermazione del tipo di quella sopra citata deve essere ritenuta come altamente sospetta se non completamente irrilevante.



Il nastro ha una distorsione intrinseca che il disco non ha; però, la distorsione di traccia dovuta ad una cartuccia mediocre può rendere abbastanza brutto il suono di un qualsiasi disco.

8) Una ricezione MF costantemente sicura è possibile solo entro la zona a distanza ottica dal trasmettitore.

Questo è stato provato matematicamente molto prima che le trasmissioni MF regolari dimostrassero come le onde MF vengano riflesse da alcuni strati atmosferici come la MA.

9) La musica suona meglio su nastro.

Questo argomento continua ad essere una concezione sbagliata nel campo dell'alta fedeltà. In effetti, viene perduta più fedeltà nel processo di duplicazione di un nastro, particolarmente ad alte velocità, che nell'incisione di un disco. E vi sono tipicamente due procedimenti in più nella produzione di un nastro commerciale a quattro piste che nella produzione del nastro matrice per i dischi. Ma, mentre un nastro commerciale è intrinsecamente peggiore di un disco, la qualità della riproduzione del disco è in relazione diretta con la qualità della cartuccia usata per la riproduzione. La distorsione di traccia di una cartuccia mediocre suona peggio della distorsione insita in un nastro commerciale. Con una cartuccia di qualità superiore, tuttavia, il disco può essere altrettanto chiaro quanto il nastro e poi la superiorità del disco, per quanto riguarda il responso ai transitori, il rumore e la distorsione elettrica, diventa evidente. Il solo caso in cui la musica suona meglio su nastro è quando proviene dal nastro matrice originale.

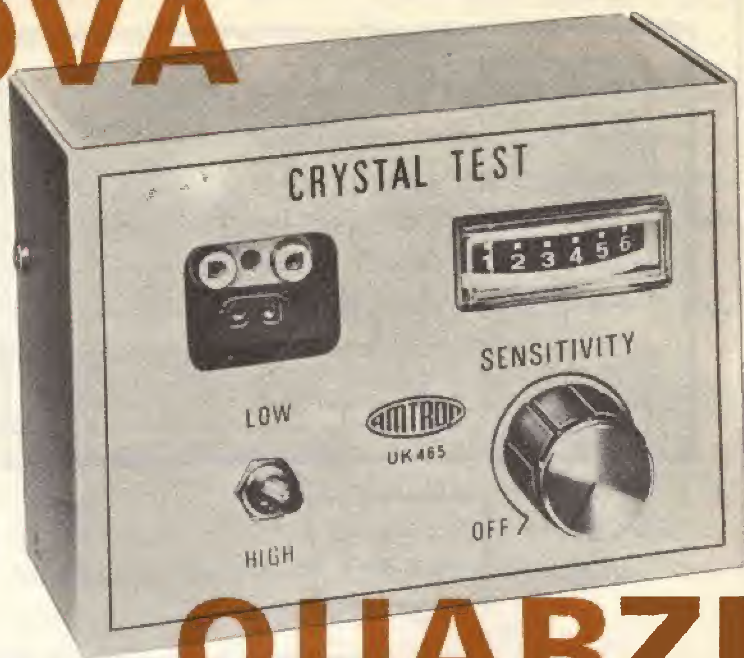
10) Gli apparecchi audio professionali si possono prendere a campione per giudicare gli apparecchi domestici.

I fabbricanti che usano il termine "professionale" per descrivere i loro apparati ad uso domestico non sempre parlano in modo appropriato poiché, in termini di caratteristiche di prestazioni, gli apparecchi professionali sono generalmente inferiori a quelli per uso domestico. La riproduzione dei dischi, con le tendenze alla distorsione di traccia che la accompagnano, impone caratteristiche più strette di funzionamento di quelle tollerabili in un apparecchio professionale per il tecnico d'incisione. Alcuni registratori per gli appassionati audio hanno un responso che si estende fino a 20.000 Hz a 19 cm/sec; le macchine professionali raramente arrivano a 15.000 Hz a quella velocità, perché sono progettate soprattutto per la velocità di 38 cm/sec. La maggior parte degli amplificatori per gli audiofili producono una distorsione inferiore allo 0,2% a livelli di funzionamento al di sotto del sovraccarico; gli amplificatori professionali per l'incisione dei dischi spesso generano distorsione tra 0,5% e 1% a livelli equivalenti. Molti altoparlanti per gli audiofili vanno bene da 35 Hz a 15.000 Hz, entro 3 dB su quasi tutta la gamma; il tipico altoparlante di controllo nello studio di registrazione taglia a 50 Hz o più ed a 12.000 Hz o meno con un responso che può deviare di 6 dB in più od in meno. La precisione dell'equalizzazione degli apparecchi professionali è raramente migliore di ± 1 dB, ma è compresa entro ± 0,5 dB in alcuni preamplificatori per gli audiofili. I giradischi ed i giranastri professionali vengono considerati eccellenti se i loro wow e flutter sono inferiori allo 0,15%; quelli per gli audiofili tendono e spesso arrivano ad un valore di 0,1%. I punti principali di superiorità degli apparecchi professionali sono la robustezza e la facilità di riparazione e di manutenzione.



PROVA QUARZI

UK 465



CARATTERISTICHE TECNICHE

Prova dell'attività dei quarzi compresi nella gamma di frequenze fra 50 kHz e 160 MHz.

Strumento: microamperometro 200 µA

Sensibilità dello strumento: regolabile con continuità

Transistori impiegati: 2 x BF152

Diodi impiegati: 2 x OA95

Alimentazione: pila da 9 V

In tutti gli apparecchi radio-oscillatori i cristalli di quarzo hanno assunto una importanza sempre crescente. Per queste ragioni, i tecnici, ed in generale tutti coloro che si cimentano nel campo elettronico, si trovano spesso nella necessità di stabilire se un quarzo è efficiente o meno, oppure di paragonare diversi quarzi fra loro.

In tutti questi casi, uno strumento come l'UK 465 risolve brillantemente ogni problema, essendo adatto al rapido controllo di tutti i cristalli di quarzo compresi nella gamma di frequenza 50 kHz ÷ 160 MHz.

Schema elettrico - Lo schema elettrico di questo prova quarzi, completamente transistorizzato, è visibile nella *fig. 1*. Quando il commutatore SW1 è in posizione HIGH, il quarzo è inserito fra la base del transistore TR2 e massa.

Il transistore TR2 funziona a collettore comune. Il resistore R5 fornisce la pola-

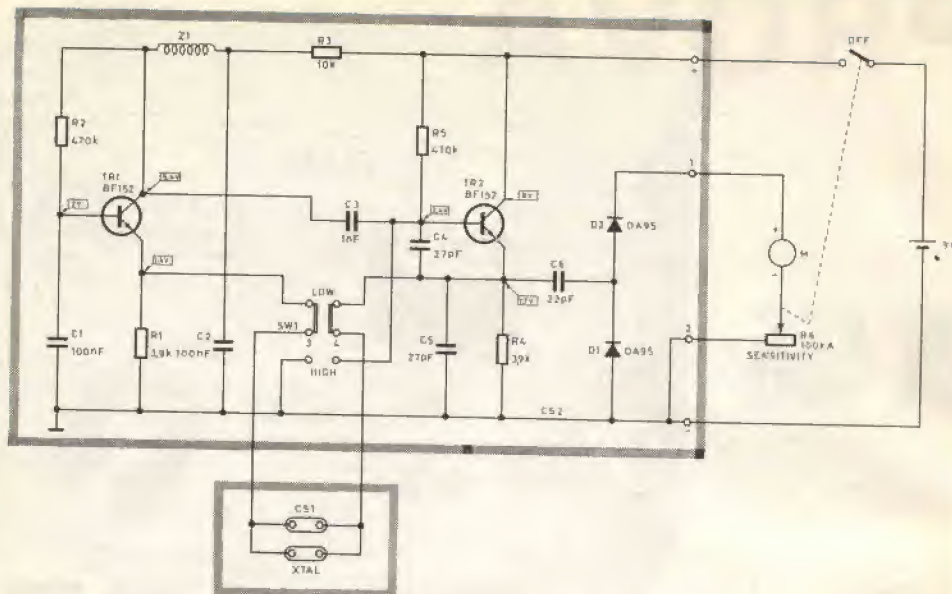


Fig. 1 - Schema elettrico del prova quarzi UK 465.

MATERIALE OCCORRENTE

(La scatola di montaggio KIT completa UK465 - SM/1465-00 in confezione "Self-Service" è reperibile presso i distributori italiani della G.B.C.)

R1, R4	= resistori a strato di carbone da 3,9 kΩ - 0,33 W, ±5%
R2, R5	= resistori a strato di carbone da 470 kΩ - 0,33 W, ±5%
R3	= resistore a strato di carbone da 10 kΩ - 0,33 W, ±5%
R6	= potenziometro con interruttore da 100 kΩA
C1, C2	= condensatori ceramici a disco da 100 nF - 25 V c.c.
C3	= condensatore ceramico a disco da 1 nF - 500 V c.c.
C4, C5	= condensatori ceramici a disco da 27 pF - 50 V c.c.
C6	= condensatore ceramico a disco da 22 pF - 50 V c.c.
D1, D2	= diodi OA95
TR1, TR2	= transistori BF152
Z1	= impedenza AF da 10 mH
SW1	= deviatore con leva a pera a 2 scambi
MI1	= manopola ad indice
M	= microamperometro da 200 μA (35 x 14 mm)
CS1	= circuito stampato per zoccoli
CS2	= circuito stampato

2 zoccoli per quarzi, 1 contenitore da 77x107x49 mm, 1 presa polarizzata, 3 distanziatori da 7 + 5 mm Ø 3 MA, 3 viti Ø 3 x 4 mm, 2 viti nichelate Ø 3 x 7 mm, 4 dadi da 3 MA, 4 viti autofilettanti da 2,9 x 6,5 mm, 4 ancoraggi per circuito stampato, 1 distanziatore da 6 x 15 mm, trecciola isolata (30 cm), filo di rame stagnato nudo Ø 0,7 mm (10 cm), 1 feltro, 1 supporto

rizzazione di base, i condensatori C4 e C5 costituiscono il circuito di reazione.

Portando il deviatore SW1 in posizione LOW, il quarzo viene inserito fra gli emettitori di TR2 e di TR1, i quali costituiscono un oscillatore di Butler.

L'impedenza a radiofrequenza Z1 serve ad alimentare il collettore del transistore TR1, impedendo che la tensione di oscillazione venga cortocircuitata dalla batteria. La tensione a radiofrequenza viene prelevata dall'emettitore di TR2 mediante il condensatore C6, raddrizzata per duplicazione con i diodi D1-D2 ed applicata allo strumento indicatore M. L'indicazione dello strumento è funzione dello stato di attività del quarzo.

Meccanica del prova quarzi - Meccanicamente, il prova quarzi si compone di due parti e precisamente: di un contenitore nel quale sono fissati lo strumento

indicatore M ed il potenziometro R6 per la regolazione della sensibilità (SENSITIVITY); di un circuito stampato sul quale sono montati tutti i componenti e che viene fissato nel contenitore.

Montaggio meccanico ed elettrico - Qui di seguito sono elencate le fasi di montaggio che permettono la realizzazione completa dello strumento (illustrato nella *fig. 2*).

I FASE - Montaggio dei componenti sul circuito stampato CS2.

Per facilitare il montaggio, nella *fig. 3* è messa in evidenza, dal lato della bachelite, la disposizione di ogni componente sul circuito stampato CS2. Le operazioni da compiere sono le seguenti.

• Montare il deviatore con leva a pera SW1, inserendone i terminali nelle rispettive sedi del circuito stampato, in modo da portare il corpo aderente alla bachelite; quindi saldare.

• Montare dal lato delle piste di rame 4 ancoraggi, indicati sulla bachelite con 1, 2, (−), (+), inserendoli nei rispettivi fori, in modo che la battuta di arresto aderisca al rame; saldare e tagliare i terminali che superano di 2 mm il piano della bachelite.

• Montare i resistori ed i diodi D1-D2, piegandone i terminali ed inserendoli nei rispettivi fori, in modo da portare il loro corpo aderente alla bachelite; saldare e tagliare i terminali che superano di 2 mm il piano del rame.

• Montare i condensatori, inserendo i loro terminali nei rispettivi fori, in modo da portare il loro corpo aderente alla bachelite; saldare e tagliare i terminali che superano di 2 mm il piano del rame.



Fig. 2 - Aspetto del prova quarzi a montaggio ultimato.

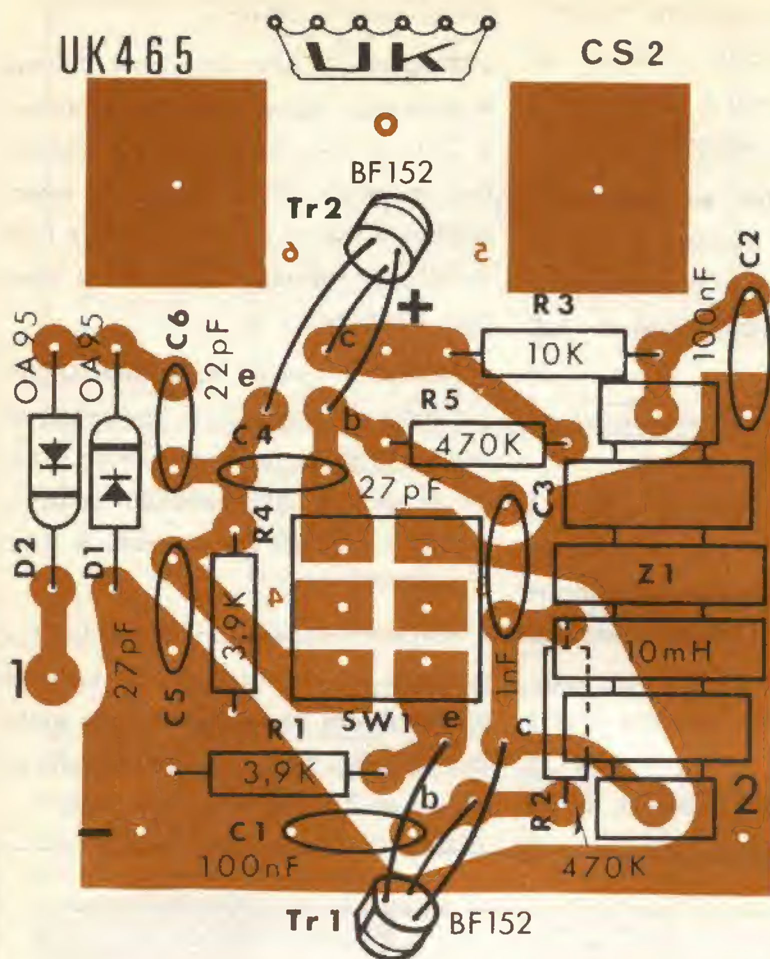


Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato CS2.

• Montare l'impedenza Z1, inserendone i terminali nei rispettivi fori, in modo da portarne il corpo aderente alla bachelite; saldare e tagliare i terminali che superano di 2 mm il piano del rame.

• Montare i transistori TR1-TR2 orientandoli secondo il disegno; inserire i loro terminali nei rispettivi fori, in modo da portare la base dei transistori stessi a circa 5 mm dal piano della bachelite; saldare e tagliare i terminali che superano di 2 mm il piano del rame.

• Collegare dal lato del rame il terminale 3 del deviatore SW1 ed il punto 5 del circuito stampato mediante uno spezzone di filo di rame stagnato nudo del diametro di 0,7 mm, corto il più possibile. Questo collegamento deve essere distanziato dal piano del rame di circa 3 mm. Collegare il terminale 4 del deviatore SW1 ed il punto 6 del circuito stampato con il medesimo procedimento (*fig. 4*).

• Montare il distanziatore esagonale dal lato del rame.

II FASE - Montaggio dei componenti sul circuito stampato CS1 (*fig. 5*).

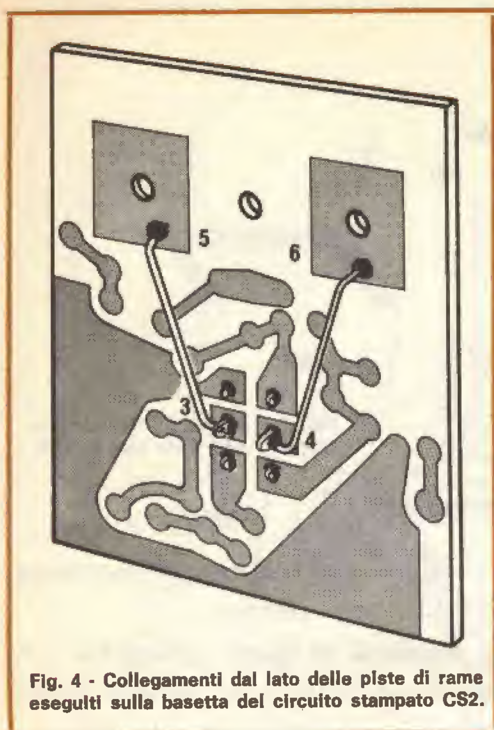


Fig. 4 - Collegamenti dal lato delle piste di rame eseguiti sulla basetta del circuito stampato CS2.

• Montare i due zoccoli sul circuito stampato CS1, inserendone i terminali nei rispettivi fori, in modo da portare il loro corpo aderente alla bachelite; saldare e tagliare i terminali che superano di 2 mm il piano del rame.

• Montare il circuito stampato CS1 sul circuito stampato CS2 mediante due distanziatori esagonali. Avvitare bene le viti ed i dadi, in modo da assicurare un perfetto contatto elettrico (*fig.* 6).

III FASE - Montaggio delle parti staccate sul contenitore (*fig.* 7).

• Montare il potenziometro R6 orientandolo secondo il disegno. Interporre fra questo potenziometro ed il frontale del contenitore la rondella distanziatrice da 6 x 15 mm ed avvitare il dado. Ruotare il potenziometro in senso antiorario fino a far scattare l'interruttore d'accensione; montare la manopola MI1 in modo che l'indice si trovi sulla linea "off".

• Montare il circuito stampato, orientandolo secondo il disegno e far passare attraverso il foro del frontale la bussola del deviatore SW1, dopo aver messo le due rondelle. Avvitare infine il dado.

• Saldare al polo positivo dello strumento indicatore M uno spezzone di trecciola isolata della lunghezza di 12 cm. Saldare al polo negativo dello stesso strumento uno spezzone di trecciola della lunghezza di 7 cm.

• Montare lo strumento indicatore M nella sede del frontale, in modo che la battuta di arresto aderisca al piano metallico.

• Montare il supporto fra i lati del frontale mediante due viti nichelate del diametro di 3 x 7 mm e due dadi. Inserire fra lo



Fig. 5 - Serigrafia del circuito stampato CS1.

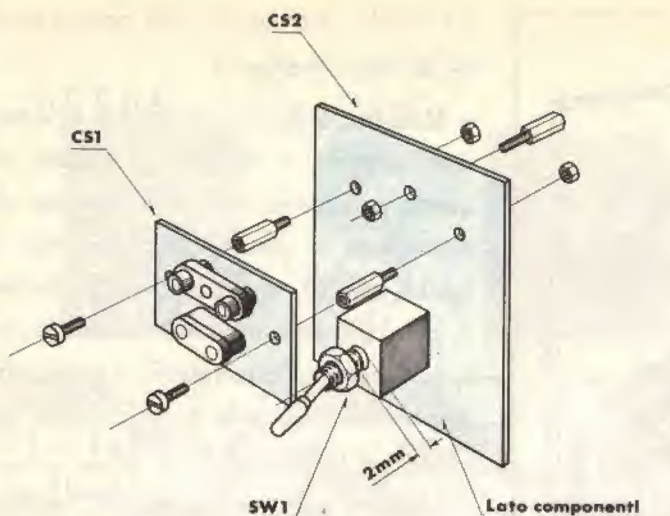


Fig. 6 - Montaggio del circuito stampato CS1 sulla basetta CS2.

strumento indicatore M e il supporto lo spessore di moltoprene.

• Fissare il circuito stampato al supporto con una vite del diametro di 3 x 4 mm.

Cablaggio (fig. 8) - Collegare il terminale 1 del potenziometro R6 all'ancoraggio 2 del circuito stampato mediante uno spezzone di filo di rame stagnato nudo del diametro di 0,7 mm, corto il più possibile.

• Collegare il terminale del polo negativo dello strumento indicatore M al terminale 2 del potenziometro R6.

• Collegare il terminale del polo positivo dello strumento indicatore M all'ancoraggio 1 del circuito stampato.

• Collegare il terminale 7 dell'interruttore d'accensione R6 all'ancoraggio (+) del circuito stampato, mediante uno spezzone di trecciola isolata della lunghezza di 5 cm.

• Collegare il terminale di colore rosso (positivo) della presa polarizzata al terminale 8 dell'interruttore d'accensione R6 ed il terminale nero (negativo) all'ancoraggio (—) del circuito stampato.

La semplicità di questo apparecchio non richiede né collaudo né messa a punto. Dopo aver controllato più volte il circuito, e dopo averne verificato l'isolamento nei punti più critici, alimentare lo strumento con una pila da 9 V.

Norme d'impiego

1) Predisporre il commutatore SW1 in posizione HIGH.

2) Inserire nello zoccolo adatto il quarzo da esaminare, oppure appoggiare i piedini di questo ai contatti dello zoccolo se lo stesso non è adatto.

3) Accendere l'apparecchio mediante la manopola MI1 e leggere l'indicazione dello strumento indicatore M, regolandone a piacere la sensibilità. L'indicazione dello strumento non è una misura, ma serve ad indicare se il quarzo in prova funziona oppure no.

Per paragonare quarzi della stessa frequenza fra loro, la maggiore o minore indicazione dello strumento servirà ad in-

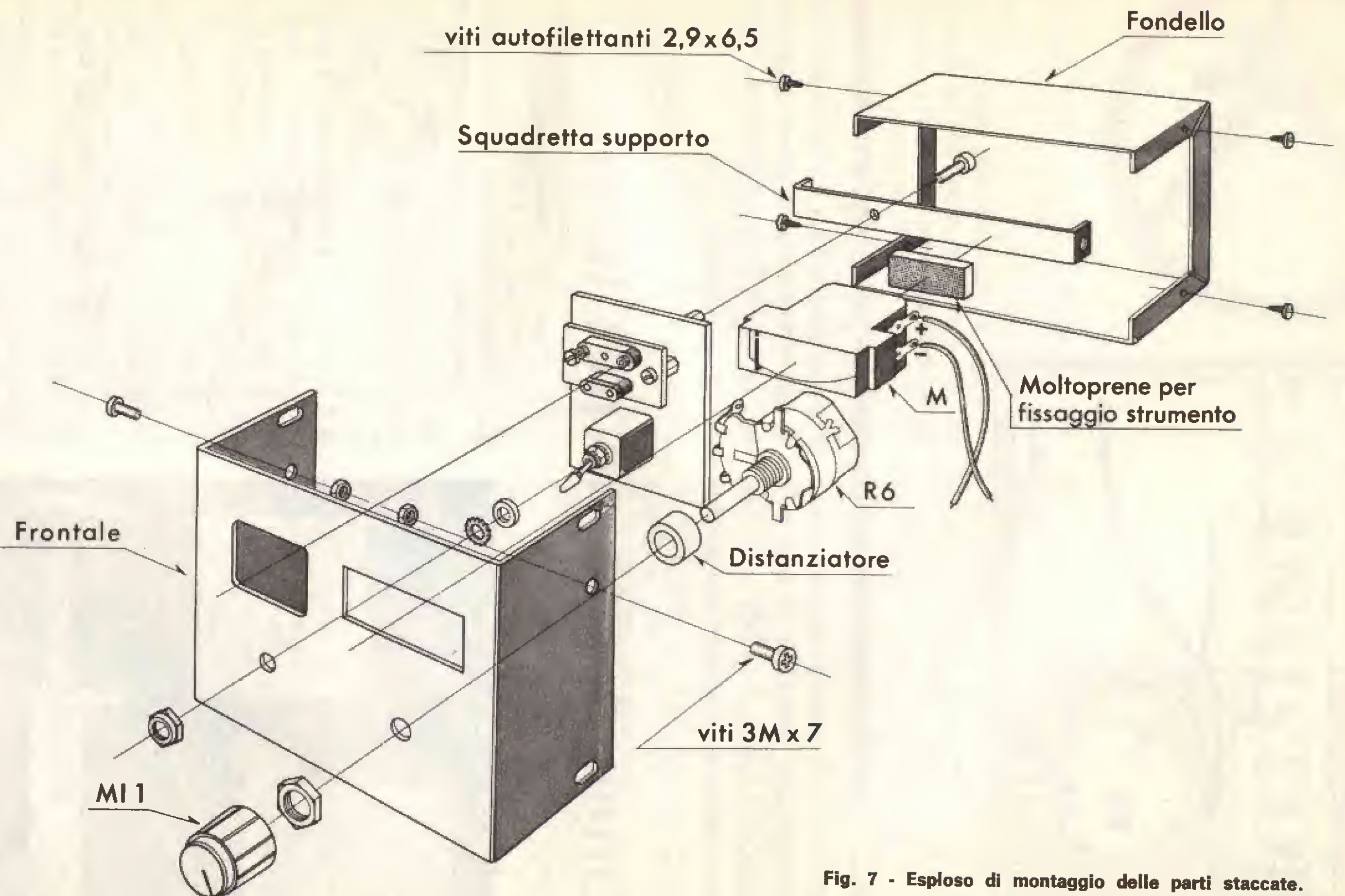


Fig. 7 - Esploso di montaggio delle parti staccate.

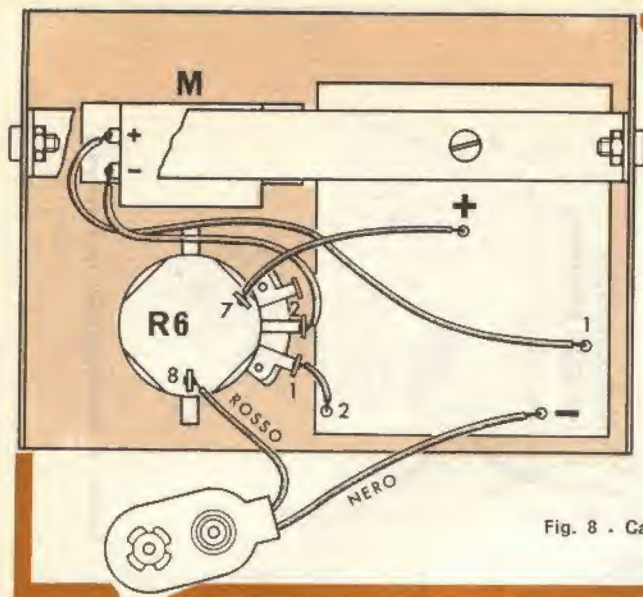


Fig. 8 - Cablaggio finale.

dicare quale è il quarzo migliore. Qualora lo strumento indicatore M non indichi nulla ed il quarzo in prova abbia una frequenza inferiore a 5 MHz, predisporre il commutatore SW1 in posizione LOW. Se con questa seconda prova lo strumento non indicherà nulla, significa che il quarzo non è efficiente. ★

Linee di ritardo per televisori



Linea di ritardo Sylvania SDL 141 per la televisione a colori (a destra) e linea di ritardo SDL 112 con il gruppo di trasformatori (visibile a sinistra).

Fra i prodotti recentemente presentati dalla Sylvania Benelux è risultata interessante una linea di ritardo per televisori, denominata SDL 141, che è tra le più piccole e leggere di quelle attualmente disponibili. In questa unità, illustrata a destra nella foto, viene impiegato un mezzo di ritardo a coefficiente di temperatura zero, il quale assicura un esatto e stabile tempo di ritardo di 63,943 µsec ± 0,005 µsec, e garantisce un perfetto trasferimento dell'informazione di colore nell'apparecchio.

Un'ulteriore caratteristica di questa linea di ritardo è il trattamento al quale viene sottoposto il mezzo di ritardo per renderlo insensibile alle variazioni dell'umidità. Esso è racchiuso in una scatola saldata ad ultrasuoni. Tale unità, che può essere usata altrettanto bene nei circuiti decodificatori sia PAL sia SECAM, è studiata per il montaggio su circuiti stampati, e può essere fornita tanto come unità singola, quanto in una scatola contenente anche i trasformatori di impedenza (versione questa illustrata a sinistra nella stessa figura). ★



argomenti sui TRANSISTORI

Circuiti a transistori - Il circuito di controllo a commutazione luminosa, illustrato nella *fig. 1*, è stato progettato originariamente per accendere e spegnere le luci di un acquario, mantenendo così un regime prestabilito mentre il proprietario era in vacanza. Sembra che questo circuito possa essere anche usato per commutare qualsiasi utilizzatore a tensione di rete entro la sua capacità di 240 W. Tipicamente, potrebbe essere usato per il controllo automatico di ventilatori-depuratori d'aria in uffici o negozi, accendendo il ventilatore al mattino e spegnendolo di sera, al termine della giornata lavorativa. Con riferimento allo schema, i diodi D1, D2, D3, D4 costituiscono un raddrizzatore a ponte ad onda intera, che fornisce corrente continua pulsante al circuito funzionale. L'alimentazione del carico viene controllata da SCR1 o dall'interruttore S2, mentre S1 serve a commutare il circuito di controllo.

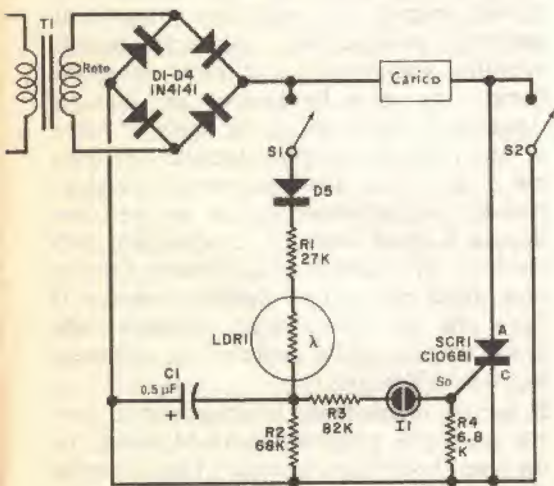


Fig. 1 - Anche se progettato per azionare il riscaldatore di un acquario, questo circuito può commutare 240 W mediante variazioni del livello luminoso.

In funzionamento, la luce che colpisce la fotocellula LDR1 riduce la resistenza della fotocellula, aumentando la tensione c.c. ai capi di R2. Quando questa tensione raggiunge il potenziale di ionizzazione della lampadina al neon, la lampada si innesca mandando in conduzione il raddrizzatore controllato e fornendo energia al carico. Quando la luce che colpisce LDR1 si riduce, si riduce anche la tensione c.c. ai capi di R2 per effetto del partitore di tensione. Alla fine, questa tensione diminuisce al di sotto del valore necessario per mantenere la conduzione di I1 ed il segnale alla soglia del raddrizzatore controllato viene interrotto. Il raddrizzatore controllato si commuterà quindi in stato di non conduzione quando la sua tensione di anodo cadrà a zero tra due impulsi c.c. I transitori di commutazione di rete vengono ridotti da C1, che funziona come filtro antironzio in unione con il diodo D5 ed il resistore in serie R1, fornendo così una tensione filtrata per la tensione di soglia.

Per il montaggio, sono stati usati componenti commerciali. I diodi D1, D2, D3, D4 sono di tipo 1N4141 mentre D5 può essere di qualsiasi tipo normale, con tensione di picco inverso di 200 V. SCR1 è di tipo General Electric C106B1 e la fotocellula di tipo Philips B8-731-03 (300-10 MΩ). Il trasformatore di isolamento di rete T1 deve essere in grado di fornire la corrente al carico.

Anche se la disposizione dei componenti e dei collegamenti non è critica, nel montare il circuito di controllo si deve prestare una ragionevole attenzione. Il raddrizzatore controllato deve essere provvisto di un radiatore di calore se viene

usato con corrente vicina alla massima consentita. Per ridurre il pericolo di scosse, tutto il circuito deve essere ben isolato dalla scatola di protezione.
Nelle installazioni pratiche, il circuito di controllo a commutazione luminosa è adatto per qualsiasi carico resistivo, nei limiti della corrente massima ammissibile, come lampade o resistenze riscaldatrici e può anche essere usato per motori universali del tipo in serie. Non deve però essere usato per controllare lampade fluorescenti o motori ad induzione.

Circuiti nuovi - Con potenziali applicazioni in strumenti, sistemi d'allarme, strumenti musicali elettronici, apparati di segnalazione a distanza e simili, il circuito oscillatore audio a ponte di Wien, riportato nella *fig. 2,* è stato tratto da un bollettino tecnico dedicato all'amplificatore operativo tipo MCH2870 M/C. Pubblicato dalla Motorola, questo bollettino descrive anche altri circuiti utili, tra cui un amplificatore invertitore, un ripetitore con guadagno pari all'unità, una sorgente di tensione programmabile ed un amplificatore a transconduttanza.
Dispositivo ibrido interessante, l'amplificatore MCH2870 M/C è composto da parecchie basette di silicio a circuito integrato monolitico, montate in un unico involucro metallico ad otto terminali. Può fornire correnti d'uscita fino a ± 300 mA ed ha un guadagno tipico di tensione a circuito aperto pari a 200.000. L'impedenza d'uscita a circuito aperto è di soli 10 Ω, il che rende il dispositivo adatto per applicazioni come amplificatore separatore, amplificatore di potenza, od amplificatore servo-sincro.

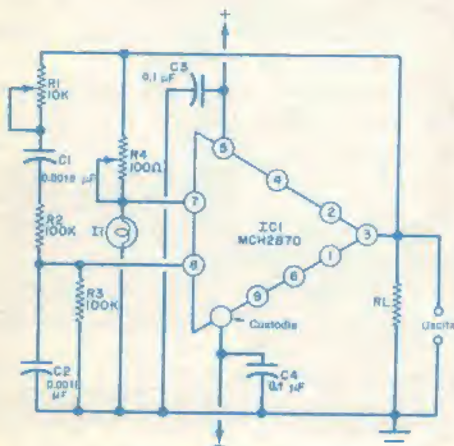
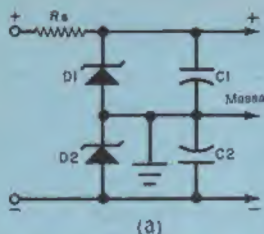


Fig. 2 - Questo nuovo circuito di potenza, simile ad un oscillatore audio a ponte di Wien, può fornire molto facilmente fino a 300 mA nel carico d'uscita.

Ad eccezione di IC1, che è un circuito integrato MCH2870 M/C, nel progetto vengono usati componenti normali. Il controllo fine di frequenza R1 ed il regolatore d'ampiezza R4 sono normali potenziometri lineari e tutti gli altri resistori sono da 0,5 W. I condensatori sono di tipo ceramico per basse tensioni. Il valore del carico, RL, è determinato dalle necessità delle singole applicazioni, ma in genere è di 50 Ω o più. Per il funzionamento del circuito è necessaria una sorgente di corrente continua ben filtrata, che fornisca ± 15 V.
Per le migliori prestazioni, i componenti che determinano la frequenza, cioè C1-C2 e R2-R3, devono essere appaiati e con stretta tolleranza. Con i valori specificati nella *fig. 2,* la frequenza nominale di funzionamento è di 1 kHz, ma il circuito può funzionare a frequenze comprese tra 0,01 Hz e 10 kHz, scegliendo opportunamente i valori di C1-C2 e R2-R3. Per il calcolo della frequenza si usi la formula $f = 1/2\pi R2C1$, nella quale R2 è espresso in ohm e C1 in farad (supponendo che R2 e R3 abbiano valori uguali come anche C1 e C2).
Economici ed estremamente versatili, e quindi sempre più usati nei progetti di apparati professionali, gli amplificatori operativi commerciali a circuito integrato hanno una seria limitazione per quanto riguarda le applicazioni; la maggior parte di essi richiede un'alimentazione c.c. doppia o suddivisa. Sfortunatamente, raddoppiando l'alimentatore spesso se ne raddoppia il costo cosicché esso talvolta può risultare più costoso del circuito funzionale. Non può quindi destare sorpresa il fatto che gli amplificatori operativi abbiano trovato poche applicazioni nei montaggi dei dilettanti.
È quindi interessante la soluzione a questo problema proposta dalla Motorola in un suo bollettino tecnico. Tutto quello che occorre per questo progetto sono due diodi zener, due condensatori di fuga, ed un resistore di caduta in serie collegati come si vede nella *fig. 3-a.*



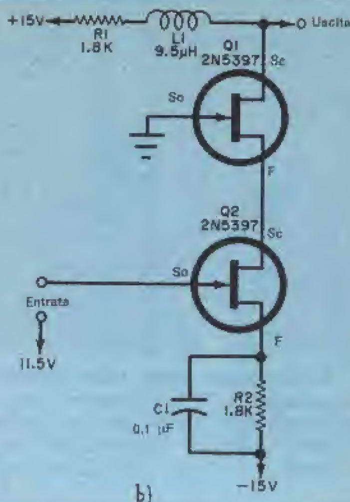


Fig. 3 - Per ottenere una tensione bipolare da un alimentatore singolo, la Motorola consiglia il circuito a), mentre per ottenere un preamplificatore veramente a larga banda per oscilloscopi o strumenti, la Siliconix consiglia il circuito b); questo ha un guadagno di 18 dB con larghezza di banda del valore di 47 MHz.

In funzionamento, la tensione c.c. fornita da un alimentatore singolo ed isolata da massa viene ridotta, suddivisa e bilanciata rispetto a massa dai diodi zener D1 e D2. I condensatori C1 e C2 fugano la c.a., mentre Rs limita la massima corrente zener.

Naturalmente, l'alimentatore che fornisce la tensione d'entrata deve fornire una tensione più alta di quella totale richiesta dal carico suddiviso. Può, per esempio, essere usata una tensione di 40-45 V per ottenere un'alimentazione di ± 15 V (30 V totali).

Le caratteristiche dei diodi zener dipendono dalla tensione e dalla corrente richieste dal circuito di carico; i valori dei condensatori, invece, non sono critici e possono essere compresi tra 0,1 μF e 1 μF. Per calcolare il valore del resistore in serie (Rs) si può usare la legge di Ohm, dividendo semplicemente la differenza tra la tensione d'entrata e le tensioni totali del carico per la corrente del carico più la corrente zener.

Il circuito della *fig. 3-b*, tratto da un bollettino tecnico pubblicato dalla Siliconix, dovrebbe essere utile in oscilloscopi, voltmetri elettronici, ricevitori, sistemi di radiocomando e simili. Secondo la Siliconix, il circuito può fornire fino a più di 18 dB di guadagno di tensione con una larghezza di banda di 47 MHz.

Per il montaggio del circuito sono necessari pochi componenti: Q1 e Q2 sono entrambi di tipo 2N5397, R1 e R2 sono resistori da 0,5 W e C1 è un piccolo condensatore ceramico. La bobina L1 ha un valore nominale di 9,5 μH; può essere usata una bobina regolabile per le migliori prestazioni.

Come in tutti gli amplificatori a larga banda, la disposizione dei componenti e dei collegamenti è piuttosto critica e quindi nel montaggio si deve adottare una buona tecnica costruttiva. Tutti i collegamenti di segnale devono essere corti e diretti per ridurre al minimo le induttanze dei fili; i collegamenti inoltre, devono essere sistemati in modo da ridurre le capacità distribuite.

Prodotti nuovi - La RCA ha prodotto e messo in commercio un singolare circuito elettronico di tempo, in grado di funzionare con qualsiasi tensione d'alimentazione compresa tra 1,3 V, forniti da una pila al mercurio, e 15 V di una batteria. Previsto per l'uso in orologi da polso, orologi a muro, orologi per autovetture, orologi a lettura numerica e simili applicazioni di tempo, il circuito divisore di frequenza a 23 stadi può trovare molte applicazioni in questo campo.

Denominato tipo TA6030, il dispositivo utilizza la tecnologia COS/MOS per ottenere la bassa potenza, l'alta velocità logica e l'immunità al rumore, caratteristiche essenziali per le migliori prestazioni. La versione iniziale del dispositivo contiene due pilota di uscita invertitori, tre diodi zener per la stabilizzazione di

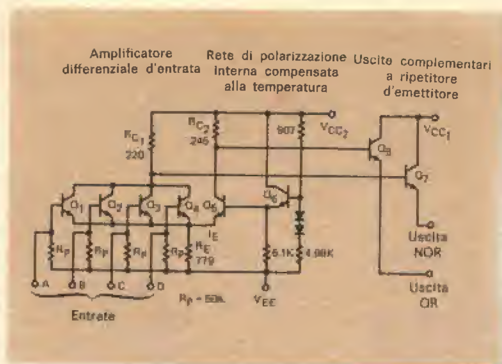


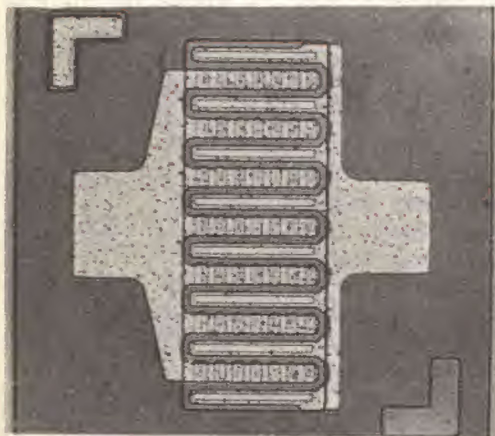
Fig. 4 - Questa nuova soglia Motorola MECL 10.000 presenta uscite OR/NOR e compensazione di temperatura incorporata. Come altri dispositivi MECL, anche questo è un commutatore rapidissimo.

tensione e la protezione contro i transistori, invertitori d'entrata da usare con oscillatori a cristallo o RC e 23 stadi flip-flop.

La RCA ha inoltre progettato una nuova serie di cinque circuiti integrati a più transistori, montati su un substrato comune monolitico. Tre di essi, i tipi CA3081-CA3082-CA3083, sono previsti per applicazioni a corrente elevata, mentre gli altri due, tipo CA3084 e CA3085, sono previsti per applicazioni generiche in sistemi di elaborazione di segnali. I cinque dispositivi vengono offerti in normali involucri DIP.

I tipi CA3081 e CA3082 sono composti da sette transistori al silicio n-p-n ad alta corrente (fino a 100 mA) collegati, rispettivamente, nella configurazione ad emettitore comune ed a collettore comune. Il

Fig. 5 - Struttura del semiconduttore SGS BFR 36.



CA3083 è un versatile circuito integrato con cinque transistori n-p-n al silicio per alte correnti (fino a 100 mA). Il CA3084 è composto da transistori al silicio n-p-n a basse correnti ed alte tensioni; esso comprende due transistori indipendenti appaiati, una coppia Darlington ed una coppia "specchio di corrente" con un diodo in comune. Infine, il CA3085 è un insieme di cinque transistori n-p-n al silicio da 50 mA, montati come coppia differenziale e tre transistori indipendenti. Oltre a questi componenti, la RCA ha realizzato ultimamente due nuovi transistori microonda a complemento della sua serie di dispositivi coassiali microonda. Progettati soprattutto come amplificatori di potenza UHF/microonda, questi dispositivi, denominati TA7994 e TA7993, sono previsti per l'uso in comunicazioni a microonda, telemetria sulla banda S, ripetitori a microonda, radar, apparati per la misura di distanze e sistemi per evitare collisioni.

Il TA7994 viene dato per 5 W d'uscita, con un guadagno minimo di 7 dB a 2 GHz, e per 13,5 W d'uscita con un guadagno di 11 dB a 1 GHz. Adatto per essere usato come pilota del TA7994, il tipo TA7993 viene dato per 2 W d'uscita con un guadagno minimo di 8,2 dB a 2 GHz e per 3 W con un guadagno di 12 dB a 1 GHz. Entrambe le unità sono dispositivi planari epitassiali n-p-n al silicio e sono racchiuse ermeticamente in involucri metallici ceramici che presentano bassa induttanza e bassa capacità parassita.

Per sfruttare pienamente il vantaggio delle piccole dimensioni e delle alte prestazioni dei nuovi circuiti integrati presentati negli ultimi mesi, sono necessari componenti passivi subminiatura. Rendendosi conto di ciò, la Sprague ha introdotto una nuova serie di piccolissimi condensatori al tantalio solido. Denominati 188D e 189D, questi nuovi condensatori non sono più grandi della capocchia di un fiammifero. Le tensioni di lavoro vanno da 2 V a 20 V e le capacità da 0,01 μF a 15 μF. Naturalmente, non sono disponibili tutti i valori di capacità a tutte le tensioni di lavoro.

Due shift register (registri a spostamento) doppi da 100 bit a circuito integrato so-

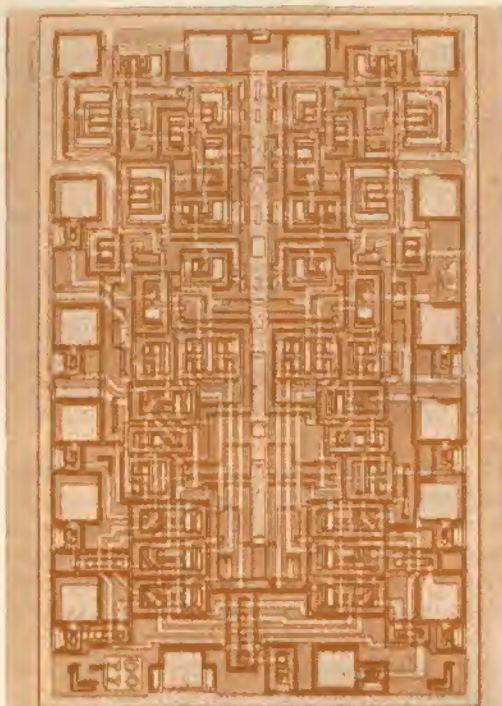


Fig. 6 - Multiplexer digitale a 4 bit MSI della SGS.

no stati prodotti dalla Signetics. I dispositivi, tipo 2506 e 2507, possono funzionare a frequenze relativamente alte e sono previsti per l'uso in separatori e memorie sequenziali di accesso. I registri possono funzionare ad una frequenza orologio tipica di 5 MHz e la loro dissipazione di potenza a 1 MHz è di soli 400 μW per bit, mentre la loro capacità orologio è inferiore a 40 pF. I due dispositivi sono disponibili in involucri TO e DIP ad otto terminali.

La TRW ha presentato un nuovo amplificatore operativo con una larghezza di banda di 4 kHz ed un guadagno di 80 dB se alimentato con soli ± 2 V. Può essere ottenuto un funzionamento soddisfacente con corrente assorbita di 20 μA. Denominata tipo MP112, l'unità è prevista per l'uso in applicazioni ove siano necessari bassi potenziali e basso consumo della batteria. Disponibile sia in involucro TO-99 sia in involucro DIP a 14 terminali, il dispositivo può essere usato in filtri attivi, amplificatori audio e simili applicazioni lineari.

La TRW ha annunciato inoltre l'aggiunta di un nuovo dispositivo, denominato SVT450-3, alla sua serie di transistori di potenza.

Racchiusa in involucro TO-3, la nuova unità presenta un IC di 3 A con una tensione di saturazione inferiore a 1 V ed un beta maggiore di 10. Previsto soprattutto per alimentatori commutati e modulatori, il componente è in grado di commutare 450 V a 3 A in meno di 100 nsec.

La Motorola ha messo in commercio i primi circuiti integrati che fanno parte di una nuova serie logica denominata con il marchio di fabbrica "MECL 10.000". I primi quattro dispositivi delle serie, ai quali si prevede ne saranno aggiunti presto più di venti, sono così denominati: MC10181, unità logica aritmetica a 4 bit; MC10109, soglia OR/NOR doppia a 4-5 entrate; MC10119, soglia OR/AND larga a 4 entrate 3-3-3-4; MC10131, doppio flip-flop "D" principale-secondario.



Fig. 7 - È qui rappresentato il nuovo amplificatore audio di potenza SGS denominato TBA 641.

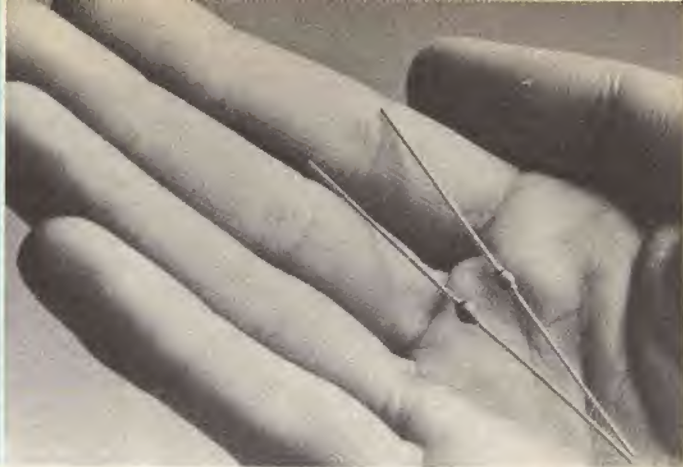


Fig. 8 - Nuovi diodi in vetro della G.I.E. denominati Glass Amp. II.

Com'è illustrato nella *fig. 4,* la nuova soglia MECL 10.000 della Motorola presenta un amplificatore differenziale d'entrata, una rete di polarizzazione interna compensata alla temperatura, ed uscite complementari (OR/NOR) a ripetitore d'emettitore. Nel circuito, l'alta velocità è unita ad una bassa potenza: ritardo di propagazione di 2 nsec e dissipazione di potenza di 25 mW sono tipici della soglia base con la restante dissipazione di potenza che rimane costante a tutte le frequenze di funzionamento.

La SGS ha immesso di recente sul mercato un nuovo transistore per alte frequenze e media potenza in contenitore metallico TO-39. Questo transistore, denominato BFR 36, è un dispositivo al silicio n-p-n planare epitassiale con geometria a più emettitori (*fig.* 5). Esso è stato progettato per l'impiego in applicazioni CATV per un'ampia gamma di frequenze da 40 MHz a 860 MHz. Le ottime proprietà di intermodulazione e l'alto guadagno di potenza lo rendono adatto per gli stadi finale e pilota degli amplificatori di canale o di antenna con elevata potenza di uscita. Questo dispositivo è indicato per parecchie applicazioni industriali e professionali in alta frequenza, dove sono richieste una bassa distorsione di intermodulazione, capacità di operare con elevate correnti ed una risposta in frequenza piatta in funzione della corrente di collettore.

Fig. 9 - Due nuovi dispositivi della General Instrument Europe per la TV a colori ed in bianco e nero: il diodo damper GA 5005 ed il raddrizzatore LTVG10.



La SGS ha inoltre aggiunto alla sua gamma di circuiti integrati bipolari MSI (Medium Scale Integration) un multiplexer duale a 4 ingressi (*fig.* 6). Il nuovo circuito, chiamato T 164, funziona nel modo seguente: il segnale logico che appare ad uno dei quattro ingressi di uno dei due multiplexer può essere trasmesso all'uscita del multiplexer per mezzo di una logica selezionata (comune anche all'altro multiplexer), la quale sceglie quale ingresso deve essere collegato all'uscita. Per aumentare la flessibilità logica, ciascun multiplexer è fornito di uscite dirette ed invertite. Il T 164 è un circuito integrato monolitico ad alta velocità (tempo di propagazione: 25 nsec), che ha gli ingressi e le uscite compatibili con le famiglie DTL e TTL. Le caratteristiche del T 164 fanno sì che questo dispositivo rappresenti una scelta ottimale in una vasta gamma di applicazioni digitali.

Ancora della SGS è il nuovo amplificatore di potenza TBA641, con elevata corrente di uscita (2,5 A), illustrato nella *fig.* 7. Esso può fornire una potenza massima di quasi 5 W ed essere alimentato con tensioni da 6 V a 18 V; ha una bassa corrente di riposo (16 mA a Vcc = 14 V),

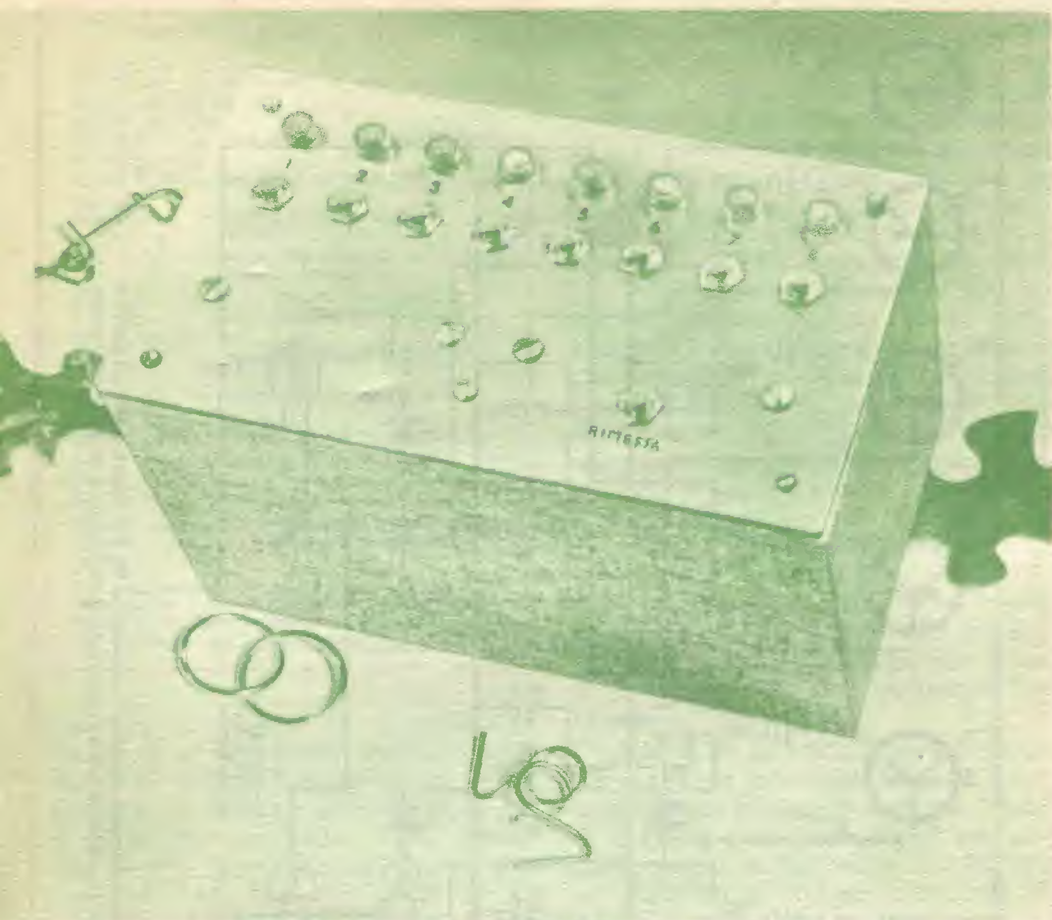
centratura automatica del punto di lavoro, accoppiamento diretto dell'ingresso, bassa tensione di rumore (3,4 µV a Rs = 22 kΩ, BW = 10 kHz, Vc = 14 V) ed elevata reiezione al "ripple" di alimentazione.
Queste caratteristiche rendono il TBA641 adatto per radio portatili di alta qualità, registratori, giradischi, televisori, autoradio, sistemi interfonici e per molte applicazioni industriali ove si richieda compattezza, facilità di montaggio, ripetibilità ed alta affidabilità. Un'applicazione tipica con alimentazione a 9 V permette di ottenere una potenza di uscita di 2,2 W con altoparlante da 4 Ω. Il dispositivo viene offerto in due tipi di contenitori in plastica a 14 piedini, di cui uno con dissipatore esterno.
Dopo aver prodotto nel mondo oltre 500 milioni di diodi "Glass Amp" in vetro, la General Instrument ha progettato una nuova generazione di rettificatori al silicio, denominati "Glass Amp II" (*fig. 8*). La caratteristica più importante dei nuovi diodi è costituita dal fatto che essi non presentano alcuna cavità interna, poiché le cellule di silicio combaciano tra loro senza soluzione di continuità ed in diretto contatto con il vetro del contenitore. Questa nuova tecnologia costruttiva permette un'affidabilità maggiore ed una riduzione dei costi di produzione dei nuovi componenti.
I Glass Amp II si dividono in cinque serie; la serie da 1N 4245 a 1N 4243 (Jan/MIL-S-19500/286) da 1 A è in grado di sopportare una tensione inversa di picco da 200 V a 1.000 V ad una gamma di temperatura da − 65 °C a + 160 °C. La serie da 1N 5059 a 1N 5062, sempre da 1 A, operante ad una temperatura da − 65 °C a + 175 °C, sopporta una tensione inversa di picco da 200 V a 800 V. Le serie G1 e G2, rispettivamente da 1 A e 2 A, sopportano tensioni inverse di picco da 50 V a 1.200 V ed operano in una gamma di temperature da − 65 °C a + 175 °C.
La quinta serie, denominata RG1, è composta da sei tipi di rettificatori veloci al silicio da 1 A.
Oltre a questi dispositivi, ultimamente la General Instrument Europe ha progettato alcune novità nel campo dei componenti TV (*fig. 9*), che segnano un deciso passo avanti sulla via della sempre più spinta transistorizzazione dei ricevitori TV in bianco e nero ed a colori.
Il primo di questi nuovi prodotti, denominato LTVG 10, è un raddrizzatore al silicio per alta tensione (10 kV, 20 mA), indicato per l'assemblaggio dei triplicatori per TV a colori; esso si affianca allo stesso triplicatore TVM25 che la General Instrument produce da tempo.
Di notevole interesse sono risultati anche due diodi damper, per TV in bianco e nero ed a colori, denominati rispettivamente GA5005 (30 mA, 6.000 V) e GA5005 C (440 mA, 7.000 V).
Di nuova produzione per la General Instrument Europe, è la serie 200 dei condensatori elettrolitici miniaturizzati in alluminio, appositamente studiati per applicazioni radio e televisive, nonché per registratori magnetici e per ricevitori in filodiffusione. Questa serie ha prestazioni da 0,64 µF a 400 µF, e da 4 V a 64 V ad una temperatura da −40 °C a +70 °C.



IL SUPER ENIGMA

Gli indovinelli ed i giochi d'acume e di pazienza, siano essi a base di parole, di piastrine e blocchi di legno ad incastro o di pezzi di filo di ferro intrecciati, sono la delizia di molte persone. Quasi tutti poi, qualunque sia la loro reazione, restano affascinati da un gioco veramente difficile, purché si sappia con sicurezza che esiste una soluzione e che non si tratta di uno scherzo.
Presentiamo in questo articolo un vecchio principio enigmistico sotto nuova forma: il "super enigma elettronico", la cui soluzione si basa su regole logiche come quelle usate nei computer.
Nell'enigma vi sono otto lampadine ed otto pulsanti. Vi è anche un pulsante di rimessa che, se premuto, fa accendere tutte le lampadine in qualsiasi momento. Scopo dell'enigma è quello di farle spegnere di nuovo tutte, premendo i giusti pulsanti numerati. La soluzione del super enigma si può dedurre dallo schema logico riportato nella *fig. 1,* e tenendo presente che occorre premere 170 volte i pulsanti nella giusta sequenza per far spegnere tutte le lampadine. Chi conosce il sistema, può spegnerle tutte in un minuto o due, mentre gli altri perderanno ore a premere i pulsanti senza risultato.

Costruzione - Come si vede nella *fig. 2,* la parte elettronica del super enigma si monta su un circuito stampato. Si faccia attenzione a rispettare l'orientamento dei circuiti integrati e le polarità dei diodi.



Per evitare di danneggiare i semiconduttori con il calore durante le saldature, si usi un saldatore di bassa potenza e filo di stagno sottile. Le otto lampadine ed i relativi pulsanti e condensatori si montano sul pannello frontale, insieme con il pulsante di rimessa e R11. Montati questi componenti, si può fissare il circuito stampato al pannello frontale, come si vede nelle fotografie.

I collegamenti tra gli interruttori a pulsante, le lampadine ed il circuito stampato non sono critici, ma devono essere effettuati con fili di colori diversi per evitare confusione. Nella *fig.* 3 è riportato lo schema di un alimentatore a rete in grado di fornire circa 5 V, il quale può essere costruito entro la scatola usando basette d'ancoraggio per reggere i componenti.

Come funziona - Il circuito impiega quattro flip-flop doppi JK pilota-secondario, una porta quadrupla NAND a due entrate ed una porta NOR positiva quadrupla a due entrate. Le lampadine sono pilotate da ripetitori d'emettitori collegati all'uscita $\bar{Q}$ dei flip-flop. Nella *fig. 1* i flip-flop sono numerati in corrispondenza con le lampadine che controllano.

Le entrate JK di FF1 vengono sempre mantenute al livello alto, in modo che qualsiasi impulso sull'entrata C cambia l'uscita Q ed accende o spegne I1. L'uscita $\bar{Q}$ di FF1 controlla anche le entrate JK di FF2. Perciò FF2 può essere cam-

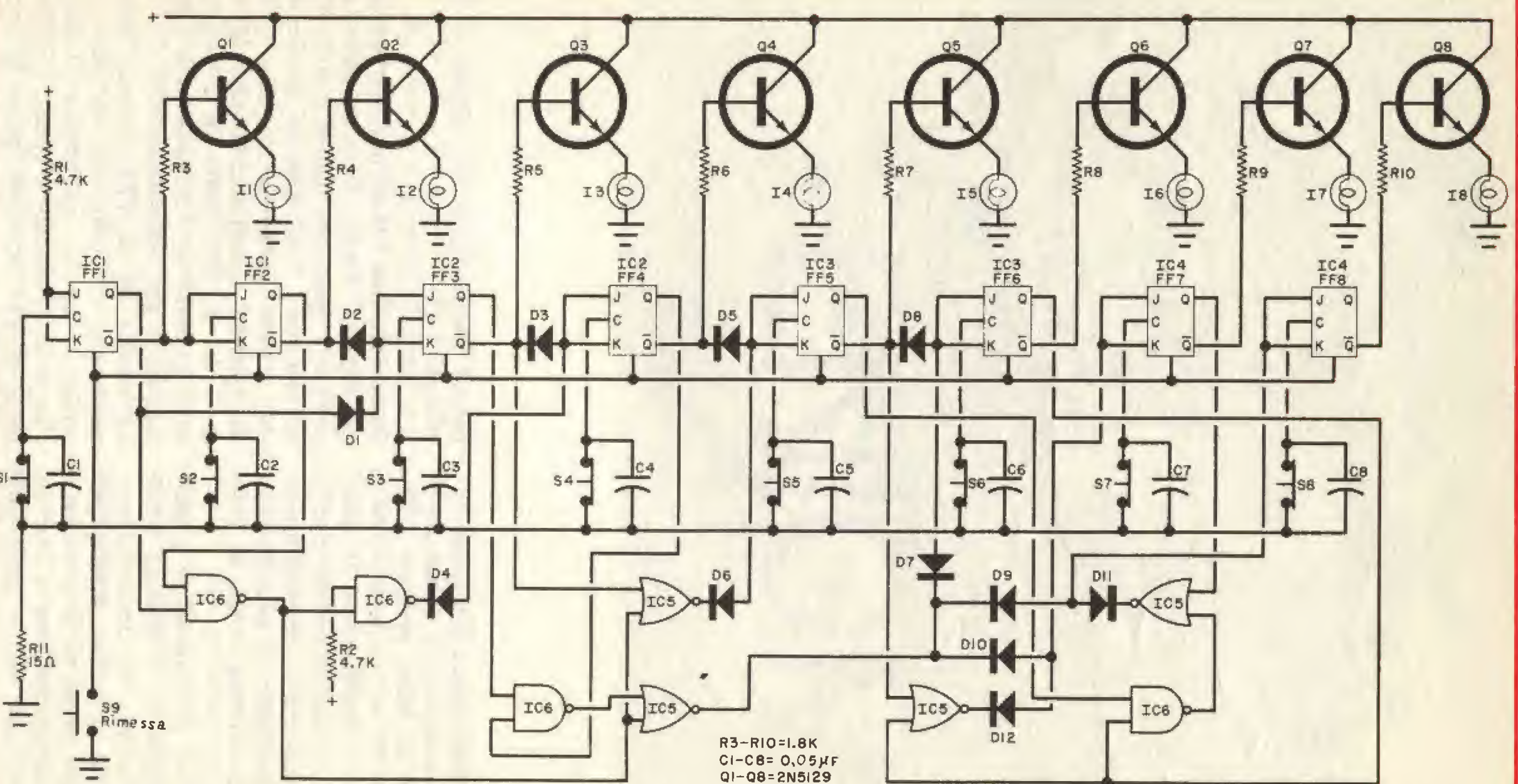


Fig. 1 - Si noti che non vi è un vero e proprio impulso eccitatore applicato ai flip-flop. Basta aprire gli interruttori a pulsante relativi per cambiare stato. Il condensatore su ogni interruttore elimina il rimbalzo dei contatti.

MATERIALE OCCORRENTE

C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8	= condensatori a disco da 0,05 µF
D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11, D12	= diodi al silicio per bassi segnali
I1, I2, I3, I4, I5, I6, I7, I8	= lampadine da 6,3 V - 50 mA
IC1, IC2, IC3, IC4	= flip-flop doppi JK Motorola MC7473P *
IC5	= soglia NOR quadrupla a 2 entrate Motorola MC7402 *
IC6	= soglia NAND quadrupla a 2 entrate Motorola MC7400 *
Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q7, Q8	= transistori 2N5129, oppure Motorola 2N5220 *
R1, R2	= resistori da 4,7 kΩ - 0,25 W
R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10	= resistori da 1,8 kΩ - 0,25 W
R11	= resistore da 15 Ω - 0,5 W
S1, S2, S3, S4, S5, S6, S7, S8, S9	= interruttori a pulsante

Scatola, gemme di plastica per le lampadine, cordone di rete, gommino passacavo, minuterie di montaggio e varie

* I componenti Motorola sono distribuiti in Italia dalla Celdis Italiana S.p.A., via Mombarcaro 96, 10136 Torino, oppure via Dario Papa 8/62, 20125 Milano, oppure via L. il Magnifico 109, 00162 Roma.

biato da un impulso su C soltanto se l'uscita $\overline{Q}$ di FF1 è alta, il che significa che I1 è accesa. L'uscita Q di FF1 è accoppiata a FF3 attraverso il diodo D1 ed all'entrata uno della soglia NAND che è uno dei controlli per i flip-flop FF4, FF5, FF6, FF7, FF8. Perciò, i flip-flop FF3, FF4, FF5, FF6, FF7, FF8 funzionano quando I1 è spenta e gli altri livelli di controllo sono giusti. L'uscita $\overline{Q}$ di FF2 è accoppiata a FF3 attraverso D2, in modo che FF3 può funzionare solo quando I1 è spenta e I2 è accesa. L'uscita Q di FF2 è accoppiata ai flip-flop FF4, FF5, FF6, FF7, FF8 attraverso una porta NAND, in modo che essi possono funzionare solo quando FF2 non conduce e quando le altre condizioni sono rispettate. L'uscita $\overline{Q}$ di FF3 è accoppiata attraverso D3 a FF4 in modo che questo può funzionare soltanto quando I3 è accesa. L'uscita $\overline{Q}$ di FF3 è anche accoppiata ad una porta NOR e la sua uscita Q ad una porta NAND. Queste porte controllano i flip-flop FF5, FF6, FF7, FF8, in modo che questi non possono funzionare a meno che I3 non sia spenta. L'uscita $\overline{Q}$ di FF4 è accoppiata a FF5 attraverso D5, in modo che FF5 può funzionare soltanto quando I4 è accesa. L'uscita Q di FF4 è collegata all'entrata di una porta NAND, accoppiata a FF6, FF7 e FF8 in modo che questi possono funzionare solo quando I4 è spenta e le altre condizioni sono rispettate.

L'uscita $\overline{Q}$ di FF5 è collegata attraverso D8 a FF6, in modo che FF6 può funzionare soltanto quando I5 è accesa. L'uscita $\overline{Q}$ di FF5 è anche collegata ad una porta NOR, mentre la sua uscita Q è collegata ad una porta NAND per controllare FF7 e FF8, in modo che questi possono funzionare solo quando I5 è spenta e le altre

La tecnica di montaggio è lasciata alle preferenze del costruttore. In questa foto, le lampadine, i pulsanti ed i condensatori sono disposti in linee sul pannello frontale. Il circuito stampato è montato su due staffette al pannello.

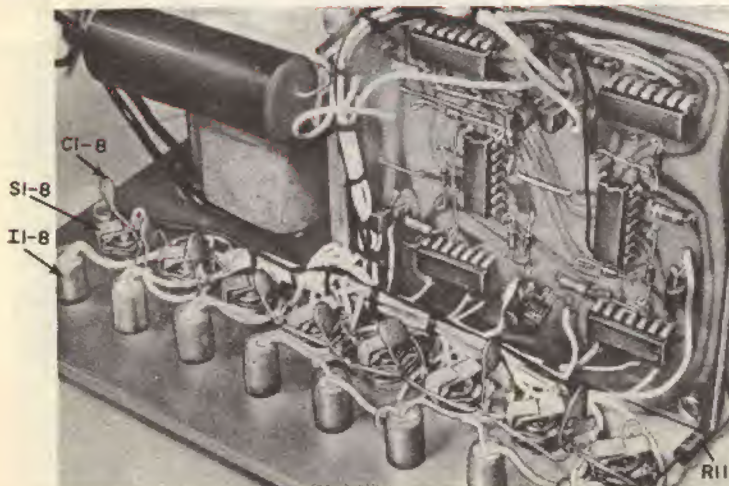
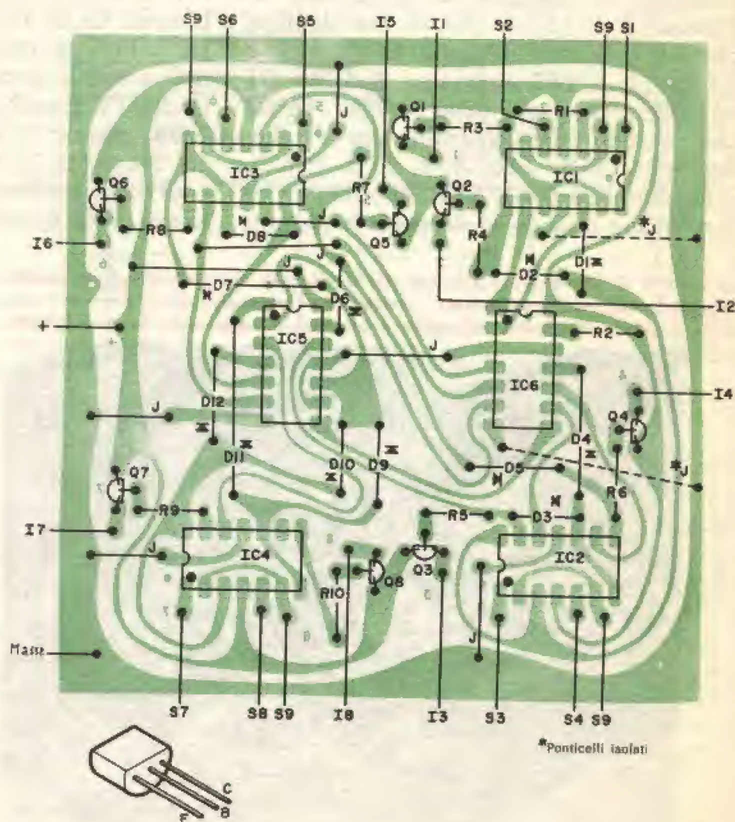
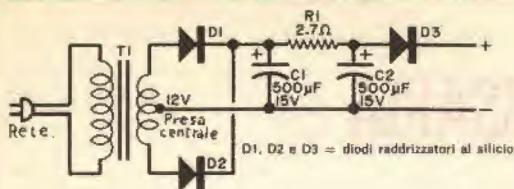




Fig. 2 - Nella figura a sinistra è illustrato il circuito stampato in grandezza naturale e nella figura sotto la disposizione dei componenti. Si notino i due ponticelli che possono essere disposti sul lato delle piste del circuito stampato.

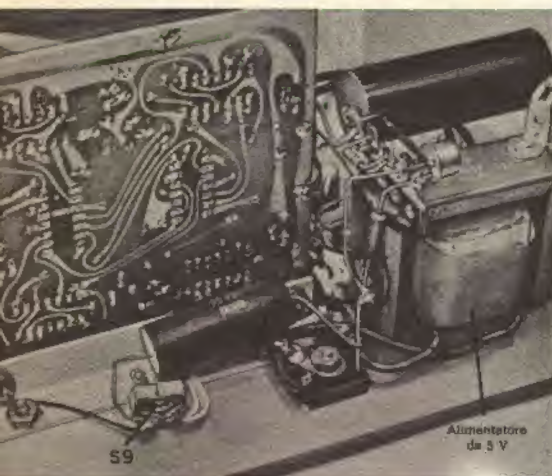




MATERIALE OCCORRENTE

C1, C2	=	condensatori elettrolitici da 500 µF - 15 VI
D1, D2, D3	=	diodi al silicio da 50 V - 1 A
R1	=	resistore da 2,7 Ω - 1 W
T1	=	trasformatore: secondario 12 V presa centrale 1 A

Fig. 3 - Alimentatore tipico da impiegare con il super enigma. Si può tuttavia usare qualsiasi altro tipo di alimentatore a 5 V.



Per la costruzione del prototipo, si è preferito usare un alimentatore stabilizzato da 5 V. Nella foto sono visibili il raddrizzatore a ponte, il transistore e i filtri.

Da questa figura si rileva il vantaggio che si ottiene usando una basetta d'ancoraggio per montare componenti non compresi nel circuito stampato. Questo sistema può essere adottato in qualsiasi tipo di alimentatore od in qualsiasi montaggio con componenti non sistemati sul circuito stampato stesso.



condizioni sono rispettate. L'uscita $\bar{Q}$ di FF6 viene usata solo per pilotare una lampadina, ma la sua uscita Q è collegata ad una porta NOR per controllare FF7 e ad una porta NAND per controllare FF8, in modo che FF7 può funzionare solo quando I6 è accesa e FF8 può funzionare solo quando I6 è spenta.

L'uscita $\bar{Q}$ di FF7 viene usata solo per pilotare I7 e la sua uscita Q è collegata ad una porta NOR per controllare FF8. Perciò, FF8 può funzionare soltanto se I7 è accesa. L'uscita $\bar{Q}$ di FF8 viene usata solo per pilotare una lampadina.

L'entrata orologio ai flip-flop richiede che l'entrata sia mantenuta bassa, aumentata momentaneamente e poi riportata ad un livello basso. Questa condizione viene svolta dagli interruttori a pulsante normalmente chiusi S1, S2, S3, S4, S5, S6, S7, S8. Un condensatore in parallelo agli interruttori integra l'impulso ed elimina il rimbalzo dei contatti.

Tutto il circuito logico, quindi, controlla le lampadine in modo che I1 può essere accesa o spenta in qualsiasi momento, mentre per cambiare condizione a qualsiasi altra lampadina, occorre che la lampadina immediatamente precedente sia accesa e tutte le altre precedenti siano spente. Questo è l'indirizzo che deve essere seguito nel risolvere l'enigma.

Al sistema è possibile apportare due modifiche: per rendere più facile la soluzione, si possono usare solo le prime sei lampadine con i circuiti relativi, eliminando I7 e I8 ed i loro circuiti; per renderla più difficile si possono invece scambiare i pulsanti, in modo che non siano in linea con le relative lampadine.



L'ENERGIA NECESSARIA NELLE TESTINE DI CANCELLAZIONE E SONORE

del Dr. E. CHRISTIAN

Nel progetto dell'oscillatore AF dei registratori sonori, particolarmente di quelli alimentati a batterie, è interessante conoscere il fabbisogno di energia delle testine. Per le relative considerazioni, la condizione "in registrazione" è la più importante perché ambedue le testine, sia quella di cancellazione sia quella di registrazione, assorbono contemporaneamente energia AF. Risulta quindi determinante la potenza effettiva assorbita dalle testine sonore e quindi quella fornita dall'oscillatore.

Siccome nei moderni registratori la frequenza di premagnetizzazione arriva a 100 kHz, è della massima importanza, oltre al grado di efficienza richiesto dal punto di vista costruttivo, il fattore di bontà della testina relativo alla frequenza. La seguente breve trattazione si riferisce al fabbisogno di energia delle testine di cancellazione e di registrazione-riproduzione impiegate nei moderni registratori GRUNDIG.

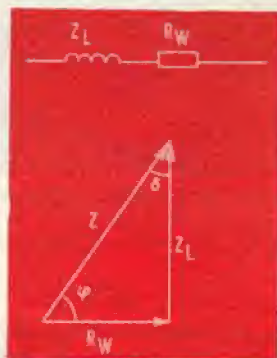
Schema equivalente - Per il calcolo dell'energia necessaria, si può partire in prima approssimazione dallo schema equivalente di una testina sonora, composta da un'induttanza in serie ad una resistenza. Ambedue i valori dipendono dalla frequenza e dalla eccitazione del nucleo magnetico.

Per il calcolo dei dati di potenza è logico partire da valori che siano vicini a quelli del funzionamento pratico.

La potenza effettiva P_e si ottiene da:

$$P_e = IU \cos \varphi$$

$$\cos \varphi = \frac{R_W}{Z} \text{ e}$$



$\lvert\varphi\rvert$	=	$90° - \delta$
Z_L	=	reattanza induttiva
R_W	=	resistenza reale
Z	=	impedenza
φ	=	angolo di fase
δ	=	angolo di perdita
Q	=	fattore di bontà

$$Q = \frac{1}{tg\delta} = \frac{Z_L}{R_W} = \frac{wL}{R_W}$$

e finalmente $P_e = I^2 . R_W$

dalla $L = \frac{Q . R_W}{\omega}$ e $Z^2 = Z_L{}^2 + R_W{}^2$

si ha inoltre $R_W = \frac{Z}{\sqrt{1 + Q^2}}$.

Oltre alla corrente, alla tensione ed al-

Tabella dei dati

Tipo di testina	largh. della traccia (mm)	largh. del traferro (mm)	Z_{105kHz} (Ω)	J_{105kHz} (mA)	Q_{105kHz}	N_S (VA)	N_W (mW)
Testina di cancellazione ad una traccia GRUNDIG 7489–004	3,5	2 x 0,1	480	90	36	3,9	109
Testina di cancellazione a quattro tracce GRUNDIG 7489–068	1,4	2 x 0,1	130	125	24	2	84
Tipo di testina	**largh. della traccia (mm)**	**largh. del traferro (μm)**	**Z_{105kHz} (kΩ)**	**J_{105kHz} (mA)**	**Q_{105kHz}**	**N_S (mVA)**	**N_W (mW)**
Testina RA ad una traccia GRUNDIG 7489–029	2,5	4	94	0,8	1,3	60	36,8
Testina RA a quattro tracce GRUNDIG 7489–059	1	3,5	15	1,33	1,3	26,6	15,9

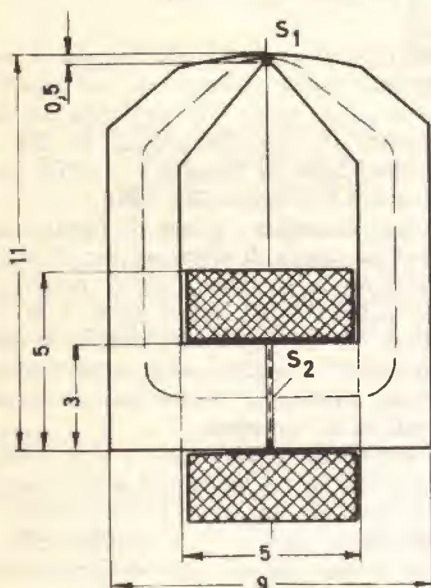


Fig. 1 - Sezione della moderna testina di cancellazione in ferrite a due traferri della GRUNDIG.

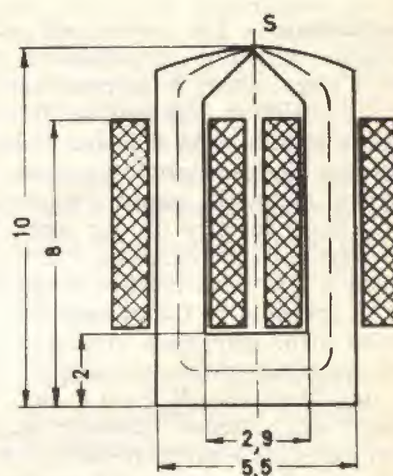


Fig. 2 - Sezione della testina di registrazione e riproduzione a lamine della ditta GRUNDIG.

l'impedenza, verrà misurato anche il fattore di bontà in condizioni prossime a quelle di funzionamento; indi, si possono calcolare la reattanza, la resistenza e la potenza effettiva. Rimane da determinare il fattore di bontà, che si può ricavare dalla sovratensione di un circuito risonante in serie, ossia:

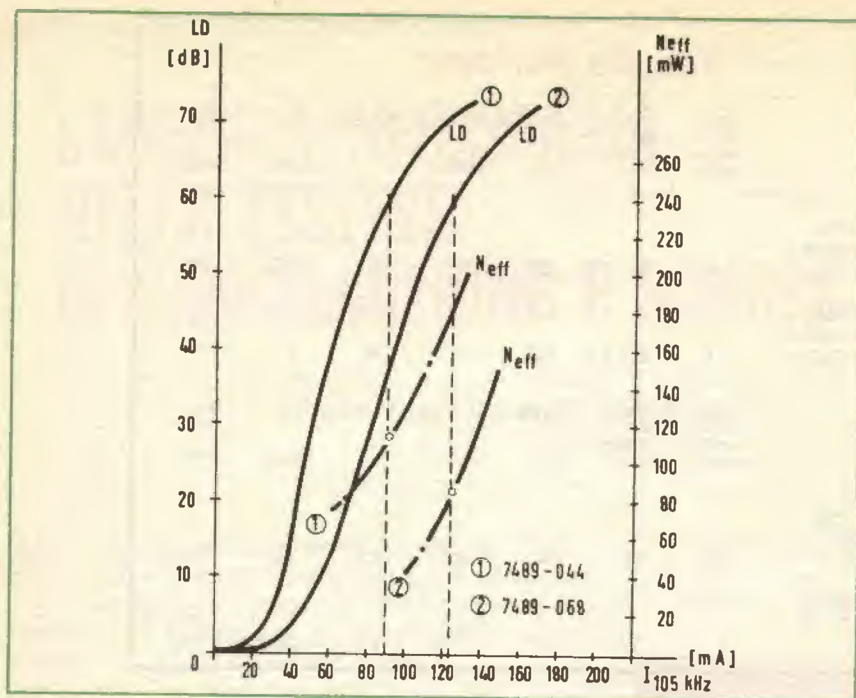


Fig. 3 - Curve di attenuazione di cancellazione (LD) e dell'assorbimento di potenza (N_{eff}) in funzione della corrente di AF per I_{AF} = 105 kHz (V = 19,05 cm/s; f_{NF} = 1 kHz).

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \text{ e } Q \frac{U_C}{U}$$

Costruzione - La costruzione di una moderna testina di cancellazione in ferrite a due traferri è rappresentata nella *fig. 1,* quella di una testina di registrazione e riproduzione a lamine nella *fig. 2.* Ambedue le esecuzioni constano di un magnete ad anello, mentre ciascun nucleo ad anello è formato da due metà.

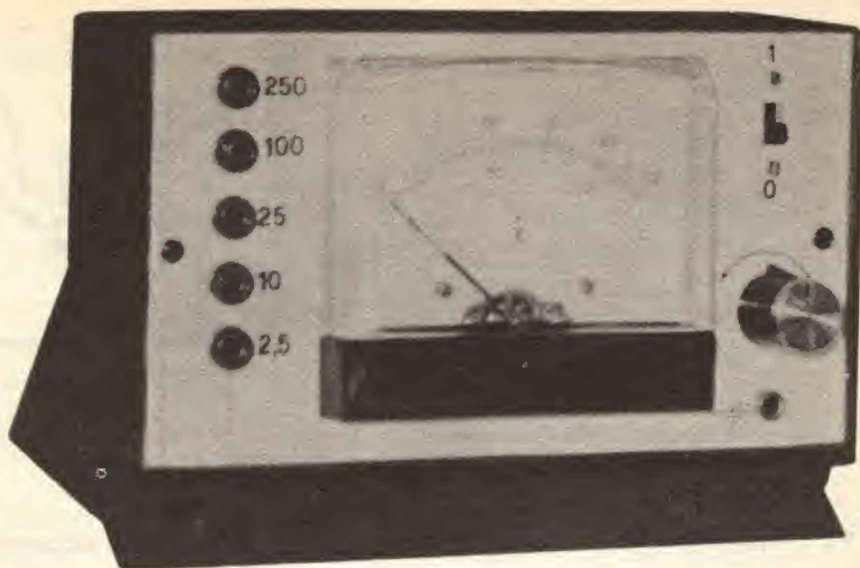
La testina di cancellazione consta di un nucleo a due metà corrispondenti a DIN 41298 forma A 2. Come materiale per il nucleo viene impiegata una speciale ferrite magnetica dolce. Il doppio traferro ha una larghezza di 2 x 0,1 mm. I due traferri sono ottenuti mediante guarnizioni di materiale magnetico dolce di 0,2 mm di spessore. La sezione del nucleo è determinata essenzialmente dalla larghezza della traccia (una traccia, due tracce, quattro tracce).

I dati esaminati qui di seguito si riferiscono ad una testina di cancellazione a due tracce e ad una a quattro tracce. Come corrente di alimentazione per determinare il consumo di energia è stata adottata quella corrente di cancellazione J_{AF} con la quale si raggiunge un'attenuazione di cancellazione di 60 dB. Altre condizioni di misura: v = 19,05 cm/s; f_{BF} = 1 kHz; f_{AF} = 105 kHz.

La *fig.* 3 mostra i punti di misura sulla rispettiva curva di attenuazione della cancellazione e su quella della potenza. I dati indicati sono valori medi e si riferiscono ad un opportuno sistema costruttivo usato in pratica; ossia, si presuppone che la testina sia fissata su una piastra metallica di supporto.

La testina di registrazione e riproduzione è formata da un nucleo ad anello con lamine montate in senso perpendicolare al piano della fessura. Il materiale delle lamine è una speciale lega di ferro nichel. La regolazione della corrente di premagnetizzazione J_{AF} (nel punto di funzionamento), necessaria per la determinazione del fabbisogno di potenza, è stata effettuata conformemente alla norma DIN 45512/2 con una frequenza di premagnetizzazione di 105 kHz.





VOLTMETRO ELETTRONICO CON TRANSISTORE

Lo strumento che descriviamo presenta alcune particolarità molto utili per il dilettante; infatti, senza essere o promettere di essere uno strumento con prestazioni eccezionali, risulta però molto adatto per le misurazioni nei circuiti a transistori, ed è realizzabile con molta facilità e soprattutto con parti facilmente reperibili e poco costose.

Caratteristiche dello strumento - Adatto per misure di tensioni in corrente continua, questo strumento si presta in modo eccellente per misure su circuiti con transistori attualmente in uso; le sue portate vanno da 2,5 V fondo scala a 250 V fondo scala. L'impedenza in ingresso, anche sulla portata minore, è sufficientemente elevata da non introdurre disturbi nei circuiti durante la misura. L'estrema semplicità costruttiva dà garanzia di stabilità e di poca probabilità ai guasti. L'alimentazione viene affidata ad un elemento di pila a secco da 3 V; questa soluzione è possibile ed economica, in quanto lo strumento presenta assorbimenti estremamente ridotti. Inoltre, lo strumento è di notevole maneggevolezza non essendo vincolato dal cavo di alimentazione.

Circuito elettronico - Il circuito elettronico dello strumento è derivato dal ponte di Wheatstone, dove tre rami del ponte stesso sono formati da R1, R2, P1 (potenziometro di azzeramento), ed il quarto è realizzato dalla connessione collettore-emettitore del transistore. Fra due estremi del ponte sono connessi i terminali della batteria di alimentazione, mentre lo strumento è connesso fra

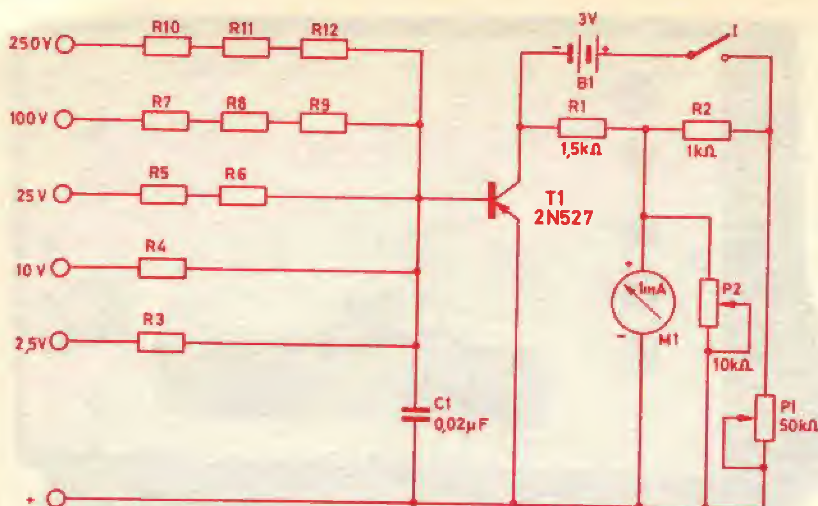


Fig. 1 - Schema elettrico del voltmetro elettronico.

Valori dei resistori di portata con strumento da 1 mA fondo scala e con transistore tipo 2N527 (Texas Instruments)

R3	150 kΩ
R4	560 kΩ
R5	1,2 MΩ
R6	170 kΩ
R7	680 kΩ
R8	2,2 MΩ
R9	2,2 MΩ
R10	10 MΩ
R11	3,3 MΩ
R12	1 MΩ

Questi valori sono indicativi e vanno corretti in base al transistore che si utilizza.

MATERIALE OCCORRENTE

R1	= resistore da 1,5 kΩ
R2	= resistore da 1 kΩ
R3-R12	= (ved. descrizione e schemi)
P1	= potenziometro da 50 kΩ
P2	= potenziometro da 10 kΩ
C1	= condensatore da 0,02 μF
T1	= transistore p-n-p 2N527 Texas Instruments* (opp. ASY77 o AC152)
M1	= microamperometro (ved. testo e schemi)
I	= interruttore a slitta
B1	= batteria da 3 V

Foglio di plexiglass per il frontale dell'apparecchio, lamiera in ferro zincata per il contenitore, filo, stagno e minuterie varie.

* I componenti della Texas Instruments sono disponibili presso la Metroelettronica, viale Cirene 18, Milano.

gli altri due estremi del ponte stesso (*fig. 1*).

In parallelo allo strumento è collegato il potenziometro semifisso P2, il quale provvede alla regolazione della sensibilità dello strumento e quindi alla taratura della scala di lettura stessa.

Le portate sono selezionabili inserendo il puntale nelle boccole di portata opportuna. Si è preferito adottare questa soluzione anziché quella realizzabile con il cambio portata con commutatore, in quanto più sicura e più economica, anche se leggermente meno comoda nell'uso.

Il segnale raggiunge la base del transistore mediante la resistenza di portata (da R3 a R12); il condensatore C1 provvede, invece, a convogliare verso massa eventuali tensioni ad alta frequenza presenti sul punto in misura o captate dallo strumento, le quali potrebbero falsare o rendere instabile la misura stessa.

Realizzazione delle parti elettroniche - Il circuito è realizzato su circuito stampato, il quale viene fissato sulle viti di connessione dello strumento stesso.

Sul pannello anteriore devono essere disposti il potenziometro dello zero, l'interruttore e le boccole di misura.

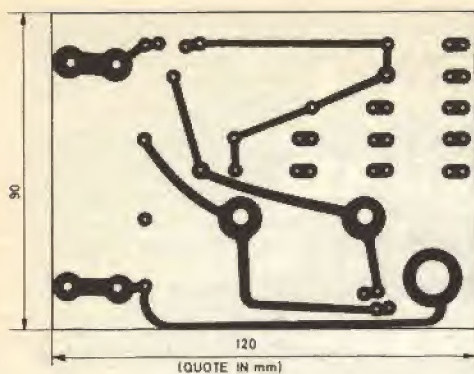


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato su cui si deve effettuare il montaggio dei vari componenti.

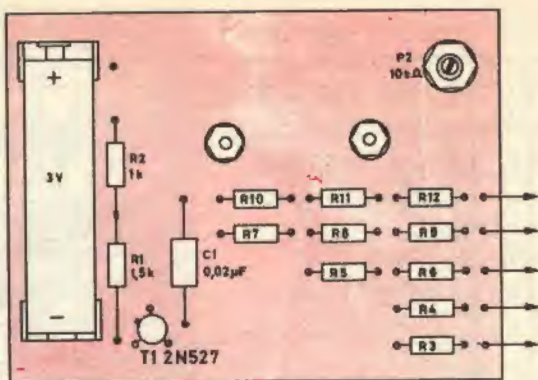


Fig. 3 - Disposizione dei componenti per il voltmetro elettronico sul circuito stampato visibile nella foto.

Sullo stesso circuito stampato trova posto la batteria per l'alimentazione, la quale viene trattenuta dalle linguette apposite in ottone.
Il disegno del circuito stampato è visibile nella *fig. 2*, mentre nella *fig. 3* è illustrata la disposizione dei componenti.
La *fig. 4* riporta il disegno delle linguette per la pila, che vengono fissate con rivetti sul circuito stampato.

Realizzazione del frontale e del contenitore - Il frontale dell'apparecchio viene realizzato con un foglio di plexiglass da almeno 3 mm di spessore; su esso vanno praticati i fori per lo strumento, le boccole, l'interruttore e per il potenziometro dello zero (ved. *fig. 5*). La piastra deve essere verniciata sulla superficie interna, mentre all'esterno saranno riportate le indicazioni con lettere a ricalco; queste ultime potranno poi essere fissate in modo stabile con l'apposita vernice trasparente.
Il contenitore è realizzato, come indicato nella *fig. 6*, in lamiera di ferro da 1 mm. Per poter eseguire facilmente le saldature sui bordi, è consigliabile scegliere lamiera di ferro zincata. Le squadrette di supporto per il frontale sono fissate alla scatola con saldature a stagno.
Il frontale, con la parte elettronica, viene fissato al contenitore come visibile nella *fig. 7*.
Sul bordo della scatola occorre praticare un foro da 6 mm in corrispondenza di P2 per effettuarne la regolazione.

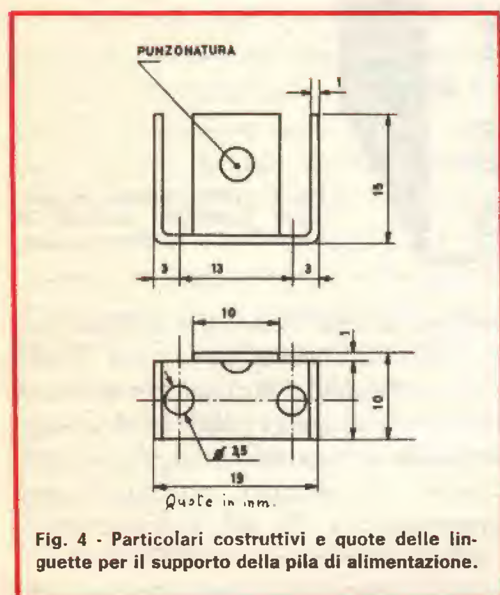


Fig. 4 - Particolari costruttivi e quote delle linguette per il supporto della pila di alimentazione.

Taratura dell'apparecchio - La taratura non presenta particolari difficoltà e si esegue per confronto. Infatti, è sufficiente connettere ad un alimentatore, che fornisca le tensioni opportune, lo

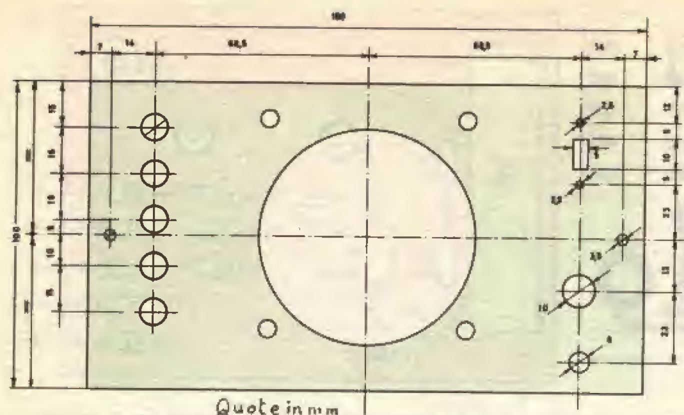


Fig. 5 - Piano di foratura e dati costruttivi del frontale in plexiglass.

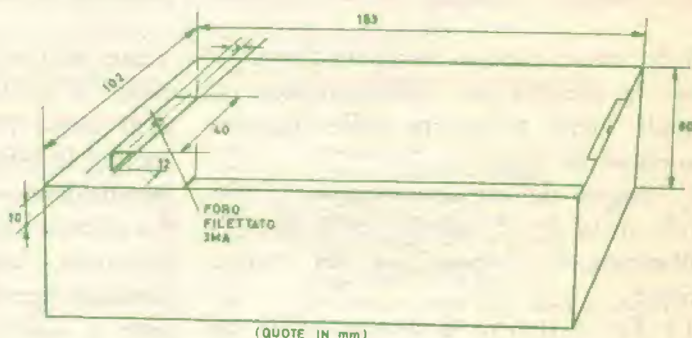


Fig. 6 - Contenitore in ferro zincato, in cui viene inserito lo strumento.

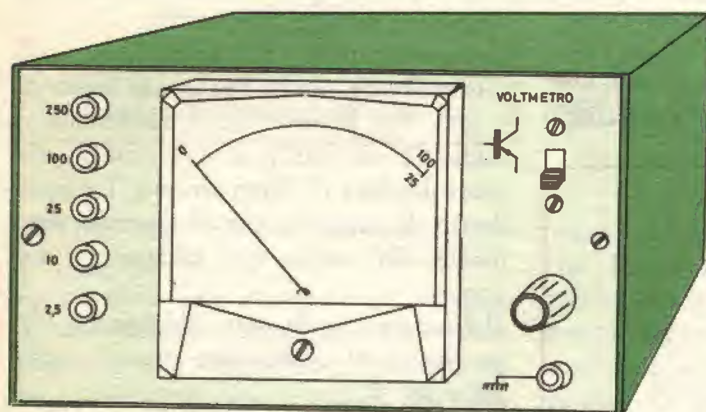


Fig. 7 - Vista anteriore del voltmetro elettronico, completo di contenitore e relativo frontale.

strumento in fase di taratura accoppiato ad un tester. Le correzioni si effettuano variando i resistori di ingresso (R3 ÷ R12); se il valore raggiunto dal voltmetro elettronico è eccessivo, si sostituisce il resistore con altro di valore maggiore; se è scarso, si può correggere inserendo resistori in parallelo. I valori indicati nella tabella riportata sotto lo schema elettrico si riferiscono alla realizzazione con uno strumento da 1 mA fondo scala; utilizzando strumenti con sensibilità diversa, questi valori verranno opportunamente variati in modo proporzionale. Ad esempio, utilizzando uno strumento con 100 μA di fondo scala, i valori dei resistori da R3 a R12 andranno aumentati di circa 10 volte. ★

I nostri progetti

sintesi di realizzazioni segnalate dai Lettori

L'AUTORE DI OGNI PROGETTO PUBBLICATO SARÀ PREMIATO CON UN ABBONAMENTO ANNUO A "RADIORAMA". INDIRIZZARE I MANOSCRITTI A:

RADIORAMA
"UFFICIO PROGETTI"
VIA STELLONE 5
10126 TORINO

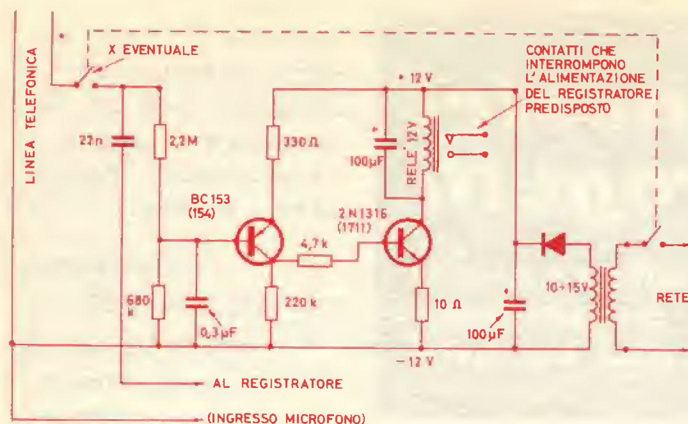
Starter Elettronico

Il signor Mario Salvucci di Roma (via Masaccio 4), desidera far conoscere ai lettori di Radiorama un piccolo apparecchio da lui progettato, che serve a far partire automaticamente il registratore quando si vogliono incidere le conversazioni telefoniche.

Il dispositivo, non reperibile in commercio, ha il vantaggio di non avere collegamenti visibili, perché non fa uso del classico rilevatore magnetico; esso non ha nulla a che fare con l'apparecchio telefonico, perché può essere collegato alla linea in qualunque punto ed in modo poco visibile. Si può lasciare collegato quanto si vuole; il titolare del telefono può assentarsi ed al ritorno troverà registrate le conversazioni fatte in sua assenza. È necessario che il registratore sia a transistori e sia lasciato predisposto per la registrazione, interrompendo solo, e collegando al relé dell'apparecchietto, un filo dell'alimentazione, sia questa a batteria oppure a rete.

Come funziona - La tensione di 65 V continua che appare sulla linea telefonica a riposo mantiene bloccato il primo transistore attraverso una resistenza da 2,2 MΩ (e quindi non carica né disturba assolutamente la linea). Alzando la cornetta del telefono sia per chiamare sia per rispondere, detta tensione scende ad un valore compreso tra 3 V e 6 V e consente quindi alla resistenza da 680 kΩ di prevalere con la sua tensione negativa e di sbloccare il transistore che, a sua volta, sblocca l'altro e fa chiudere il relé. Il condensatore da 0,3 μF, che sta in parallelo alla resistenza sopra citata, serve per proteggere la base di ingresso quando squilla il campanello che porta in linea 120 V a 50 Hz; infatti, malgrado la resistenza da 2,2 MΩ in serie, arriverebbero alla base impulsi non graditi, che il condensatore provvede a cortocircuitare.

L'apparecchietto può essere alimentato sia con una batteria da 12 V sia con la rete. Il suo consumo è di 5 μA in attesa e di 60 mA in funzione. Una volta collocato, basta azionare l'interruttore quando lo si vuole attivare; se per scrupolo di coscienza si volesse, disattivandolo, disimpegnarlo completamente anche dalla linea tele-



Schema dello starter elettronico.

fonica, l'interruttore deve essere doppio, e, oltre all'alimentatore, potrà staccare anche il punto segnato con la scritta "X - eventuale" nello schema. Se il telefono è duplex, il registratore riporterà sul nastro pause lunghe quanto le eventuali telefonate del coutente.

È proprio un apparecchio spione, tanto curioso, ma un po' meno simpatico! Però, anche il fatto di dovere pagare le interurbane degli altri non è una bella cosa! 

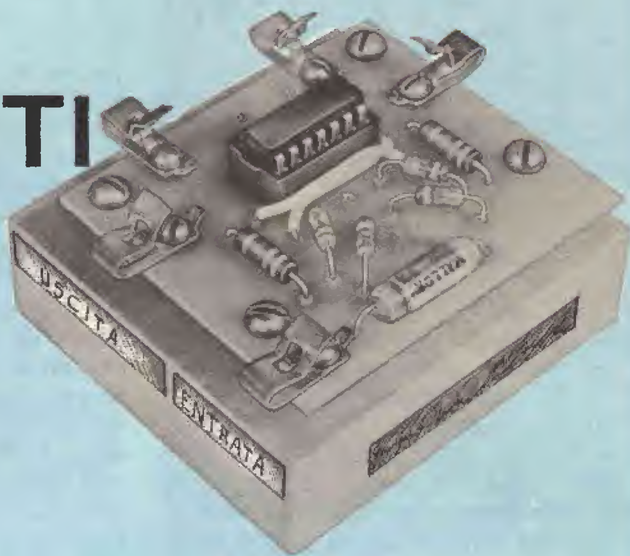
NOVITÀ LIBRARIE

"Enrico Fermi Fisico", di Emilio Segré
Zanichelli editore, Bologna - L. 2.800

Nel 1926, Enrico Fermi, non ancora venticinquenne, poneva le basi della teoria quantostatistica degli elettroni, teoria che è stata la chiave per comprendere il comportamento degli elettroni nei metalli e per studiare i modelli statistici degli atomi. Sette anni dopo, nel 1933, formulava la teoria dell'emissione dei raggi dei nuclei, ipotizzando per primo l'esistenza dell' "interazione debole": il quarto tipo di forza in natura, fondamentale come le interazioni gravitazionali, elettriche e nucleari. Nel 1934, con i giovani collaboratori Edoardo Amaldi, Oscar D'Agostino, Franco Rasetti ed Emilio Segré (a cui più tardi si aggiunse Bruno Pontecorvo), iniziava una serie di esperimenti sulla radio-attività indotta da neutroni, nel corso dei quali furono scoperte la possibilità di rallentare i neutroni per mezzo di urti successivi con atomi leggeri e la grande efficacia dei neutroni lenti nell'indurre reazioni nucleari: per queste ricerche gli fu conferito il Premio Nobel 1938 per la fisica. Emigrato negli Stati Uniti dopo la consegna del premio, e venuto a conoscenza della scoperta della scissione dell'uranio ad opera dei neutroni, egli ne vide immediatamente tutte le conseguenze applicative ed iniziò gli esperimenti che dovevano condurlo alla costruzione del primo reattore nucleare, completato con successo nel 1942.

Emilio Segré, professore di fisica a Berkeley (California), Premio Nobel 1958 per la scoperta dell'antiprotone, mostra in questa biografia di Fermi, come la sua versatilità scientifica non fosse manifestazione di un sia pur geniale eclettismo, ma, al contrario, espressione di una visione unitaria dei problemi della scienza e risultato di una rara capacità di considerare gli apparecchi sperimentali e le tecniche matematiche non come fini ultimi dell'attività di ricerca, ma unicamente come strumenti per la comprensione delle leggi della natura. Di Fermi, Emilio Segré fu prima allievo e poi collaboratore negli anni fra il 1927 ed il 1935, a Roma. Questa biografia è perciò basata su molte testimonianze personali dell'autore, per la maggior parte inedite; inoltre, con la devozione del discepolo e l'affetto dell'amico, Segré ha compiuto un paziente lavoro di ricerca, raccogliendo informazioni sulla giovinezza di Fermi, sui suoi studi prima a Roma e poi alla Scuola Normale di Pisa, sugli inizi della sua carriera professionale.
In appendice al libro sono pubblicate le interessantissime lettere inedite scritte tra il 1917 ed il 1926 da Fermi al giovane amico Enrico Persico, che divenne poi professore di fisica teorica a Roma.
In altre appendici sono il discorso pronunciato da Fermi in occasione del conferimento del Premio Nobel (1938), una sua relazione del 1946 sullo sviluppo del primo reattore a catena ed una vivace rievocazione, del 1954, dei primi esperimenti sulla scissione nucleare compiuti alla Columbia University negli anni 1939-1940.
Completa il volume una bibliografia di tutte le opere di Fermi. 

EQUIVALENZA NEI CIRCUITI RTL



Che cosa si può fare con i flip-flop T o JK

Nella prima parte di questo articolo, pubblicata sul n. 11/1971, abbiamo trattato la porta ad una entrata (invertitore) e il flip-flop RS. Prendiamo ora in esame il più versatile flip-flop T (o commutato) che ci condurrà infine al sofisticato flip-flop JK.
Come nella prima parte, useremo due sistemi per costruire sperimentalmente elementi logici RTL. Quattro schemi sono previsti per essere realizzati solo con elementi separati; gli altri sette circuiti impiegano sia elementi a circuito integrato, sia elementi separati. Tuttavia, chi vuole usare solo componenti separati può facilmente sostituire i circuiti integrati con porte logiche a componenti separati, equivalenti ai circuiti integrati.

Il flip-flop T o commutato è simile al flip-flop RS per il fatto che impiega due porte logiche con l'uscita di una collegata all'entrata dell'altra direttamente. Questo tipo di circuito rimane indefinitamente nello stato in cui si trova, mantenutovi dal suo stesso accoppiamento incrociato, fino a che non riceve un impulso che gli fa cambiare stato. La somiglianza tra i due circuiti, tuttavia, finisce qui.
Il flip-flop RS richiede due entrate: una per portarlo in un certo stato e l'altra per portarlo nello stato complementare od opposto.
Il flip-flop commutato, invece, ha un solo terminale d'entrata. Un impulso applicato a questo terminale eccita il circuito in un certo stato d'uscita; l'impulso successivo eccita il circuito nello stato complementare. Una serie di impulsi d'entrata commuta l'uscita del circuito alternativamente tra i due stati.
La forma d'onda d'entrata ad un flip-flop RS non è particolarmente critica. L'opposto invece si verifica per il convenzionale flip-flop T, il quale richiede impulsi con tempi di salita o di discesa brevissimi.
Nei flip-flop che si commutano mediante un impulso negativo, è necessario un rapido passaggio da un 1 logico a uno 0 logico (rapido tempo di discesa). Quei circuiti che si commutano mediante impul-

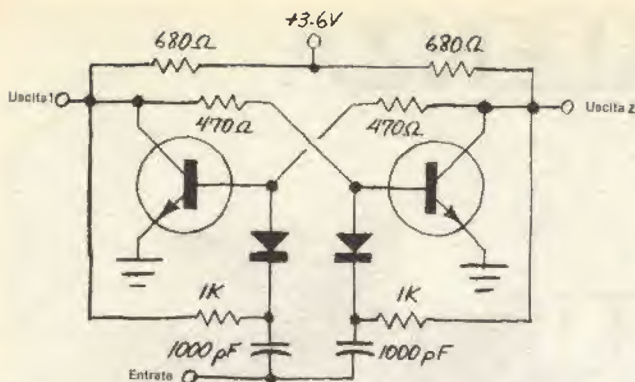


Fig. 1 - Molti dei primi tipi di flip-flop commutati impiegavano diodi per dirigere l'impulso di entrata verso il giusto lato del circuito.

so positivo con rapido passaggio da uno 0 ad un 1, richiedono un rapido tempo di salita. Tutti i circuiti di questo articolo impiegano logica negativa con l'eccitazione che avviene mediante il tratto posteriore della forma d'onda dell'impulso.

Il tempo di passaggio del segnale d'entrata da uno stato logico all'altro deve avvenire entro 100 nsec. Un tempo più lungo può causare un funzionamento irregolare del circuito ed un tempo molto più lungo può impedire qualsiasi commutazione.

Ottenere forme d'onda con tempi di discesa dell'ordine di 100 nsec non è così difficile come può sembrare. L'uscita di un trigger di Schmitt, per esempio, può adeguatamente sagomare la forma d'onda.

La denominazione T è stata data per simbolizzare con il tratto verticale della lettera T l'entrata singola e con i due tratti orizzontali le due uscite del flip-flop. Sotto questo riguardo, tutti i flip-flop ad entrata singola sono di tipo T anche se solo i

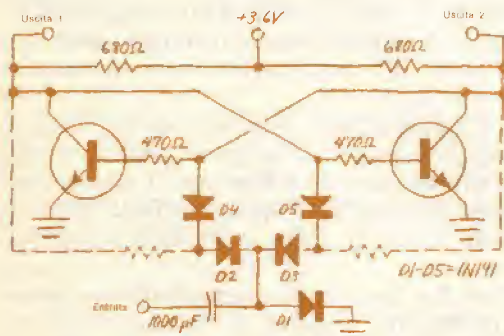


Fig. 2 - Il tempo di transito dell'impulso in entrata è critico. Se il circuito non si commuta, si aggiungano i resistori da 1.000 Ω indicati con linee a tratto.

circuiti semplici sono così indicati.

Il circuito rappresentato nella *fig. 1*, uno dei più vecchi flip-flop commutati, richiede un impulso eccitatore d'entrata di brevissima durata. Fornisce anche un mezzo per dirigere l'impulso eccitatore prima su un lato e poi sull'altro lato del circuito, a mano a mano che vengono ricevuti impulsi in successione. Questo viene ottenuto riportando l'uscita di un lato nell'entrata attraverso un resistore da 1.000 Ω collegato al catodo del diodo relativo alla stessa entrata. Poiché entrambi i lati del circuito sono identici, il transistore all'interdizione polarizza in senso inverso il suo relativo diodo, mentre il transistore in conduzione polarizza il suo diodo in senso diretto.

L'impulso eccitatore negativo segue il percorso di minima resistenza e polarizza all'interdizione il transistore che era in conduzione.

Ciò consente al transistore che prima era all'interdizione di passare in saturazione a causa dell'accoppiamento incrociato del circuito. La commutazione da uno stato all'altro avviene rapidamente, richiedendo un tempo brevissimo di transito.

I transistori usati nei circuiti di questo articolo possono essere, a meno che sia diversamente specificato, di tipo Motorola 2N2475, o di qualsiasi altro tipo al silicio n-p-n, con caratteristiche di commutazione per calcolatori. Parimenti, a meno che non sia diversamente specificato, i diodi possono essere Motorola 1N191, o tipi simili. I condensatori devono essere di mica argentata od al polistirolo. Se montati con i componenti specificati, tutti i circuiti possono funzionare

a velocità di 100.000 operazioni al secondo (100 kHz).

Il circuito della *fig. 2* è una variazione di quello della *fig. 1*. Il metodo per dirigere l'impulso d'entrata usato in questo circuito può non essere evidente a prima vista. Vengono polarizzati in senso diretto i diodi relativi al transistore in saturazione, per consentire alle barriere di potenziale dei diodi collegati in serie nel lato opposto del circuito di determinare la polarizzazione inversa. Come prima, l'impulso eccitatore segue il percorso di minima resistenza, e forza all'interdizione il transistore che era in saturazione.

Questo circuito funziona in modo soddisfacente solo quando vengono usati diodi 1N191 o simili. Questi diodi sono del tipo a punta di contatto ed hanno la caduta di tensione in senso diretto adatta per questo circuito.

La commutazione del circuito avviene nel tratto che procede in senso negativo (da 1 a 0) dell'impulso orologio d'entrata. Per la polarizzazione in senso diretto dei diodi che sono alternativamente attivi, il circuito della *fig. 2* tende ad avere una velocità di funzionamento alquanto più rapida del circuito precedente. Però, la velocità di transito dell'impulso in entrata è alquanto più critica.

Se il circuito è troppo critico sotto questo aspetto, l'aggiunta di resistori da 1.000 Ω su ciascun lato del circuito (parti tratteggiate) può talvolta ovviare a tale condizione. Questo circuito si presta all'uso di un circuito integrato con porte ad una entrata, come si vede nella *fig. 3*, piuttosto che all'uso di componenti separati.

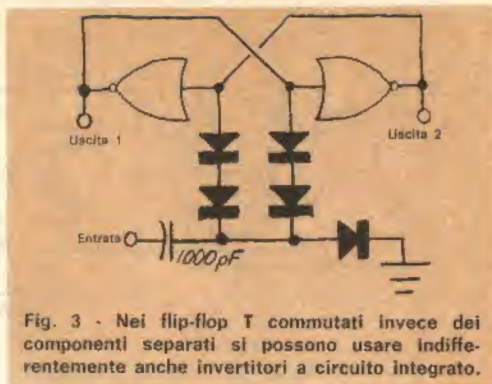


Fig. 3 - Nei flip-flop T commutati invece dei componenti separati si possono usare indifferentemente anche invertitori a circuito integrato.

Il flip-flop T viene provvisto di porte allo scopo di dirigere l'impulso di comando sul lato del circuito ove sarà efficace per commutare il sistema. Nei circuiti precedenti questo era ottenuto con diodi e resistori o solo con diodi polarizzati in senso diretto. La direzione, tuttavia, può anche essere ottenuta con transistori e resistori e, com'è rappresentato nella *fig. 4*, con porte logiche. Qualsiasi, o tutte le porte logiche, possono essere sostituite con i loro equivalenti a componenti separati.

Questo circuito è singolare perché per la commutazione non richiede necessariamente un impulso di tipo particolare. In effetti, se predisposto opportunamente, si può commutare persino con un'onda sinusoidale applicata all'ingresso!

Nell'istante della commutazione, il circuito è formato da tre "lucchetti" collegati tra loro. Il primo è composto da G1 e G2, un altro da G1 e G3 ed il terzo da G2 e G4. Le porte G1 e G2

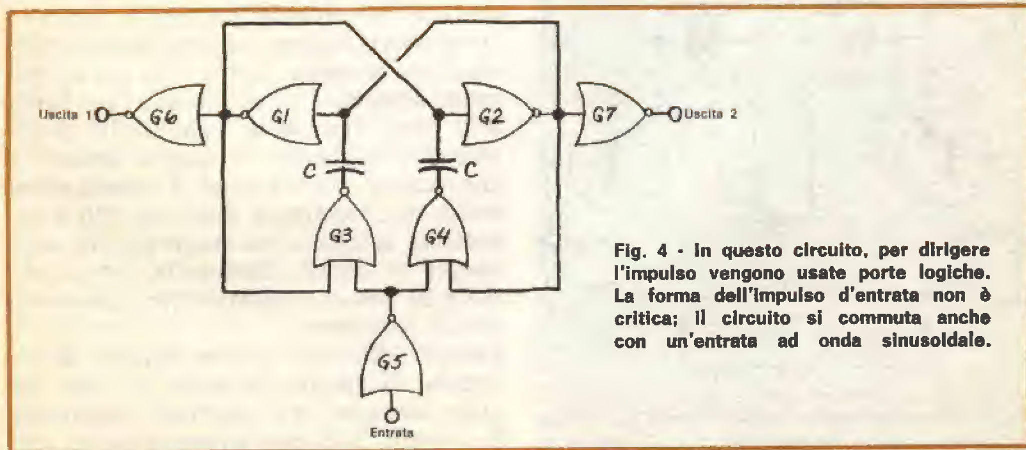


Fig. 4 - In questo circuito, per dirigere l'impulso vengono usate porte logiche. La forma dell'impulso d'entrata non è critica; il circuito si commuta anche con un'entrata ad onda sinusoidale.

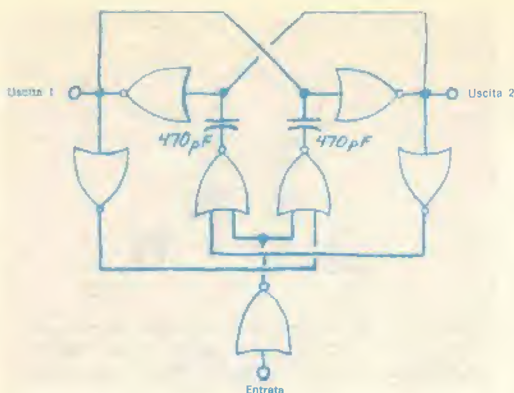


Fig. 5 - Questo schema logico di flip-flop che impiega porte a transistori specifica i valori dei condensatori da usare per entrata ad impulso di comando.

del "lucchetto" principale sono suddivise in pari misura e si possono considerare i condensatori C come un circuito ad alta conduttanza per l'impulso eccitatore.

Una delle entrate di G3 è collegata direttamente ad una delle entrate di G4 ed entrambe queste entrate sono collegate all'uscita di G5. Quando le due entrate di G3 o G4 sono prossime al potenziale di massa (zero logico), una delle entrate dell'altra porta è positiva od a livello logico 1.

Il circuito si commuta su quel lato del sistema ove entrambe le entrate di porta sono ad uno zero logico. Supponiamo che questo sia G3. La volta successiva in cui l'entrata va a 0, l'uscita di G5 va a 1, inviando l'uscita di G3 a 0 per mandare

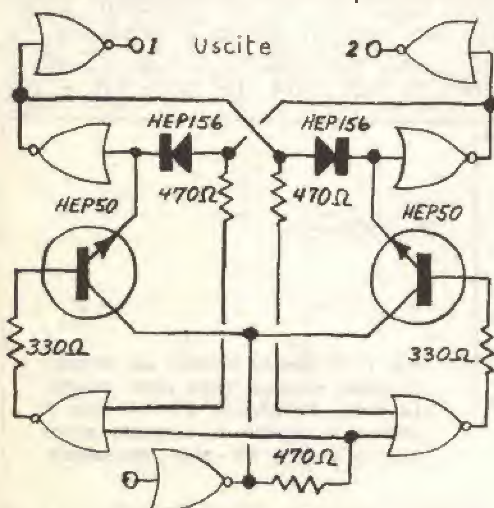


Fig. 6 - Come elementi di carica, invece di diodi, si può usare la giunzione base-collettore di transistori.

all'interdizione G1. Inizialmente, G1 doveva condurre, dal momento che si è supposto che all'inizio entrambe le entrate di G3 si trovavano allo zero logico. Con G1 in conduzione, G2 doveva essere all'interdizione, ponendo una delle entrate di G4 all'1 logico. Perciò, l'eccitazione non poteva avvenire in G4 contemporaneamente con l'eccitazione in G3. Con G1 all'interdizione, G2 conduce. Ora entrambe le entrate di G4 possono essere allo 0 logico e l'eccitazione può avvenire attraverso G4 mentre è inibita in G3. La commutazione nelle sezioni G1-G3 e G2-G4 è causata da reazione e quindi avviene rapidamente. Il sistema può essere considerato come se generasse il suo proprio impulso eccitatore prima su un lato e poi sull'altro lato del circuito. Di conseguenza, il sistema si commuta anche se l'entrata a G5 è un'onda sinusoidale.

I valori dei condensatori dipendono dalla forma d'onda del segnale d'entrata e dalla frequenza degli impulsi di comando. Se il segnale d'entrata è della qualità di impulsi di comando, il sistema funziona in modo eccellente a tutte le frequenze fino a 100 kHz se i valori dei due condensatori sono identici e compresi tra 220 pF e 470 pF. Quando il segnale d'entrata è un'onda sinusoidale pura, si usino valori identici di circa 0,1 μF per frequenze comprese tra 40 Hz e 400 Hz; di 0,01 μF per frequenze tra 400 Hz e 4 kHz; di 1.000 pF per frequenze tra 4 kHz e 40 kHz; e di 470 pF per frequenze superiori a 40 kHz. Il livello del segnale in entrata deve essere in tutti i casi tra 1,5 V e 3 V.

Invertitori vengono usati all'entrata (G5) ed alle due uscite (G6 e G7) per servire come separatori e per fornire un fan-in di 3 ed un fan-out, ad ogni uscita, di 16. Un altro vantaggio di questo circuito è che nessun condensatore è direttamente collegato al terminale d'entrata. Ciò è importante in quanto né questi circuiti commutati né alcuni flip-flop JK in circuiti integrati possono pilotare direttamente un carico capacitivo.

Quando all'entrata c'è un impulso di comando squadrato, all'uscita c'è un impulso analogo. Per un'onda sinusoidale in entrata, la forma d'onda d'uscita sarà

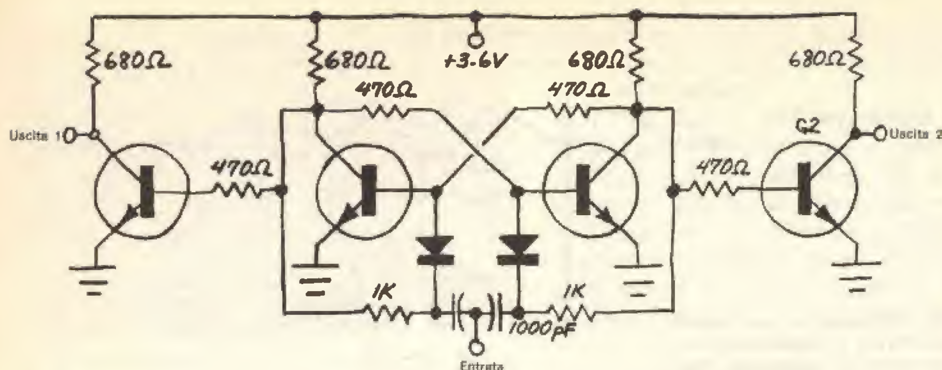


Fig. 7 - I transistori che precedono immediatamente i terminali d'uscita sono separatori, i quali consentono l'aggiunta in serie di altri circuiti ad entrata capacitiva.

invece rettangolare, con rapidi tempi di salita e discesa. Non sarà tuttavia della qualità di un impulso di comando squadrato. Però, se due di tali circuiti sono collegati in modo che l'uscita di uno sia connessa direttamente all'entrata dell'altro, all'uscita del secondo circuito ci sarà generalmente un impulso squadrato, anche quando all'entrata del primo circuito c'è un'onda sinusoidale.

Lo schema logico di un flip-flop con porte collegate ad incrocio è riportato nella *fig. 5*. I valori specificati dei condensatori sono per entrata ad impulso di comando squadrato.

Un flip-flop è fatto per commutarsi alternativamente tra stati diversi a spese dell'energia di un elemento di carica. L'energia viene fornita rapidamente ed interamente in un solo impulso, in modo che l'eccitazione ha forma di punta. Nei circuiti finora descritti era comodo usare un condensatore come elemento di carica. È possibile e pratico, tuttavia, usare come elemento di carica l'energia presente in una giunzione p-n. Un transistore n-p-n ha due di tali giunzioni. Una tra l'emettitore e la base e l'altra tra la base ed il collettore. Nell'uso convenzionale, la giunzione base-collettore viene polarizzata in senso inverso. Però, se viene fatta funzionare con polarizzazione diretta, portatori di corrente sono presenti presso la giunzione e scorrono attraverso essa.

Se la polarità fosse improvvisamente invertita (polarizzazione inversa), i portatori di corrente si allontanerebbero rapidamente dalla giunzione lasciandola libera. In un transistore ad alta velocità, la giunzione base-collettore può rendersi libera in pochi nanosecondi. Durante questo intervallo, il movimento dei portatori di corrente che si allontanano dalla giunzione costituisce un flusso di corrente che prende la forma di un impulso di energia. Sull'emettitore del transistore, questo impulso di energia assume la forma d'onda di una punta positiva. È di ampiezza sufficiente per saturare il transistore all'interdizione di un flip-flop.

Ora, se due transistori vengono usati in questo modo e se si aggiungono due porte per controllare la carica delle giunzioni base-collettore, si ha un flip-flop commutato che funziona altrettanto bene come se fossero usati come elementi di carica dei condensatori. Un circuito del genere è rappresentato nella *fig. 6*. Esso rappresenta i principi usati nella fabbricazione di molti circuiti integrati flip-flop JK.

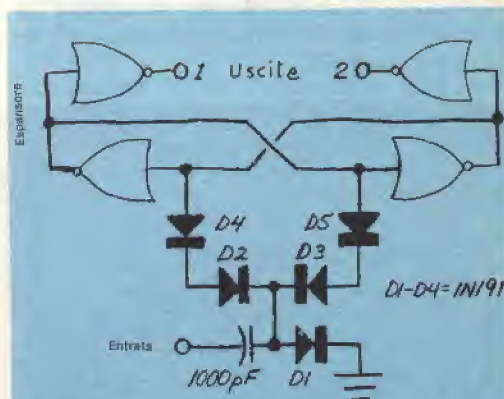


Fig. 8 - In questo schema logico di flip-flop commutato, le porte d'uscita servono da separatori.

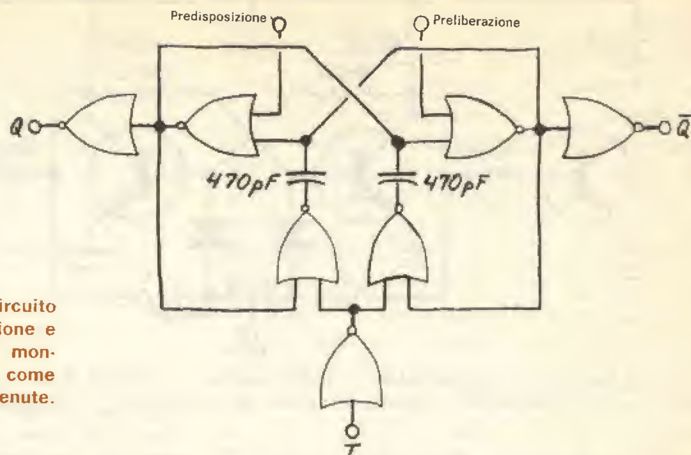


Fig. 9 - Per aggiungere ad un circuito commutato entrate di preliberazione e di predisposizione, è sufficiente montare un flip-flop RS ed usare come entrate le due uscite così ottenute.

Un solo flip-flop commutato divide per due, in quanto per ogni impulso d'uscita sono necessari due impulsi in entrata. Se si desidera la divisione per quattro, si possono usare due flip-flop in serie, con l'entrata di uno collegata all'uscita dell'altro. Aggiungendo in serie un altro flip-flop, si ottiene un sistema divisore per otto e così via. Un punto molto importante da tenere presente è che le uscite di questi elementi non devono essere collegate all'entrata di un altro elemento dello stesso genere dei circuiti delle *fig. 1*, *fig. 2*, *fig. 3*, altrimenti il sistema non funzionerà. La ragione è che le uscite dirette di un flip-flop commutato non funzionano con un carico capacitivo e tutti questi circuiti hanno entrate capacitive.

L'uso di separatori sulle uscite dei flip-flop T evita l'inconveniente del carico capacitivo. L'uscita di un separatore pilota in modo del tutto soddisfacente un carico capacitivo.

Non è necessario che i separatori abbiano un alto guadagno di corrente. Un semplice invertitore è adeguato per la maggior parte delle applicazioni. Il montaggio si può fare con componenti separati od usando due circuiti integrati invertitori, come si vede rispettivamente nella *fig. 7* e nella *fig. 8*.

Per aggiungere ad un circuito commutato entrate di preliberazione e di predisposizione, basta montare un flip-flop RS ed usare le due uscite che si ottengono per svolgere queste funzioni. I componenti di commutazione sono collegati esattamente come nei circuiti precedenti.

Quali esempi, la *fig. 9* mostra come le entrate di preliberazione e di predisposizione sono aggiunte al circuito della *fig. 4*, e la *fig. 10* mostra come queste entrate sono aggiunte al circuito della *fig. 8*. Si noti come nella *fig. 9* e nella *fig. 10* i terminali d'entrata sono indicati con T, mentre l'uscita 1 è indicata con Q e l'uscita 2 con Q̄, detto "non Q". La sbar-

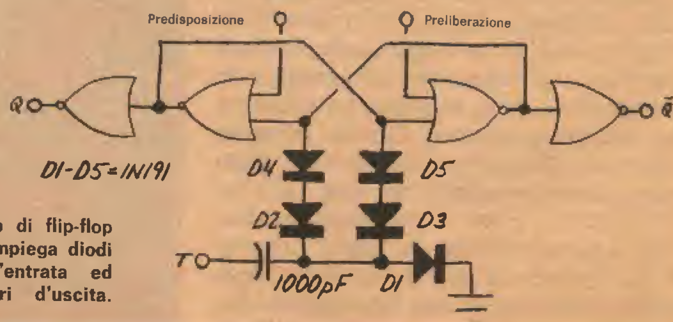


Fig. 10 - Lo schema logico di flip-flop tipo JK qui rappresentato impiega diodi per dirigere l'impulso d'entrata ed invertitori come separatori d'uscita.

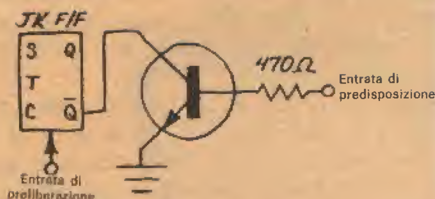


Fig. 11 - Per dotare di un'entrata di predisposizione un flip-flop JK a circuito integrato che non ne sia provvisto, si usi un circuito espansore.

Se Q è:	E se prima dell'impulso di comando C è:	S è:	Dopo l'impulso di comando Q sarà:
0	0	0	1
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	1
1	0	1	1
0	1	1	0
1	1	1	1

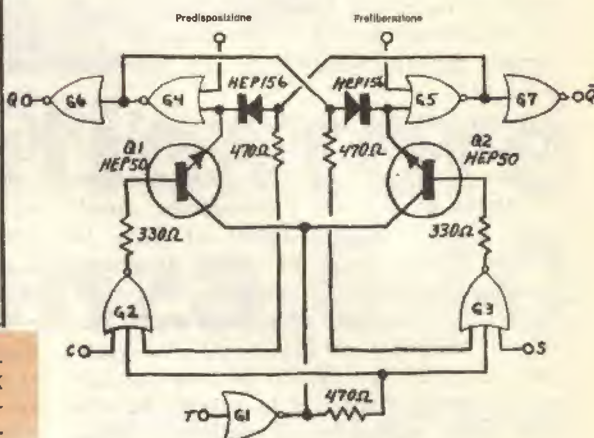


Fig. 12 - La differenza tra un semplice flip-flop commutato ed un sofisticato flip-flop JK consiste soprattutto nelle entrate di liberazione e disposizione inserite nel secondo.

ra o vincolo nel simbolo Q̄ indica semplicemente che l'uscita di questo terminale è opposta, o complementare, all'uscita del terminale Q.
Le entrate di preliberazione e predisposizione svolgono funzioni identiche alle entrate di un flip-flop RS (si veda la prima parte di questo articolo). Un segnale logico 1 applicato all'entrata di preliberazione invia prontamente l'uscita Q a 0 e l'uscita Q̄ a 1. Analogamente, un segnale logico 1 applicato all'entrata di predisposizione invia l'uscita Q a 1 e l'uscita Q̄ a 0. Entrate logiche 1 non vengono applicate normalmente alle due entrate contemporaneamente.
La maggioranza dei flip-flop doppi JK a circuito integrato, come il MC791P, hanno un'entrata di preliberazione ma il tipo MC791P non è fornito di un'entrata di predisposizione. Comunque, tutte le altre entrate ed uscite necessarie sono previste in questi circuiti integrati a 14 piedini e non resta un piedino per le entrate di predisposizione. In realtà, ciò non rappresenta un inconveniente, in quanto un'entrata di predisposizione non è necessaria tanto spesso quanto quella di preliberazione.
Per quei casi in cui un'entrata di predisposizione è necessaria, è possibile aggiungerla ad un flip-flop JK a circuito integrato, purché le sue uscite non siano internamente provviste di separatori, collegando il collettore di un espansore (vedere la prima parte) all'uscita Q̄, come si vede nella *fig. 11*. Ciò non si può fare con il MC791P, in quanto le sue uscite sono internamente provviste di separatori.

La differenza tra un semplice flip-flop commutato ed il sofisticato flip-flop JK consiste soprattutto nel fatto che nel secondo sono incorporate le entrate di liberazione e disposizione. Queste entrate svolgono funzioni simili a quelle delle entrate di preliberazione e predisposizione, ad eccezione del fatto che la funzione di liberazione o di disposizione può avvenire solo su applicazione di un impulso all'entrata T, mentre le funzioni di preliberazione o di predisposizione avvengono prontamente su applicazioni di un segnale ai prescritti terminali d'entrata.
Lo schema per il montaggio sperimentale di un flip-flop JK è riportato nella *fig. 12*. Questo circuito è essenzialmente lo stesso della *fig. 6*, con l'aggiunta delle entrate S e C (disposizione e liberazione) e di preliberazione e predisposizione.
Supponiamo Q = 0.e T = 1. Poiché il transistore d'uscita Q funziona da invertitore, Q = 0 indica che G4 è all'inter-

dizione, con entrambi i transistori di questa soglia all'interdizione. Con T = 1, l'uscita di G1 è uno 0 logico, ed i collettori dei transistori commutatori Q1 e Q2 sono presso il potenziale di massa. Inoltre, tutte le entrate di G2 sono ad uno 0 logico; perciò la base di Q1 è ad un 1 logico. Ciò rende la base di Q1 positiva rispetto al suo collettore. Quindi la giunzione di collettore, essendo polarizzata in senso diretto, conduce. Nella giunzione di emettitore non scorre corrente significativa perché la collina di potenziale del transistore in G4 è più alta del potenziale collettore-emettitore del transistore in G1.

Si mandi ora rapidamente l'entrata T dall'1 logico a uno 0 logico. L'uscita di G1 diventa positiva, rendendo positiva anche un'entrata di G2. Di conseguenza, l'uscita di G2 va allo 0 logico ed invia la base di Q1 presso il potenziale di massa. Contemporaneamente, quando l'uscita di G1 diventa positiva, diventano anche positivi i collettori di Q1 e Q2. La giunzione di collettore di Q1 diventa polarizzata in senso inverso e la carica che esisteva nella giunzione di collettore polarizzata prima in senso diretto viene espulsa sotto forma di un impulso positivo sull'emettitore. Questo impulso, a causa dell'accoppiamento incrociato del circuito, manda G4 e G5 all'interdizione. Ne risulta che l'uscita di G4 va ad uno 0 logico e l'uscita Q va ad un 1 logico.

Quando in T viene ricevuto il successivo impulso, avviene una sequenza di eventi similari ma coinvolgendo questa volta il lato destro del circuito, e l'uscita Q viene commutata di nuovo al livello di 0 logico.

Nella rete di accoppiamento incrociato sono impiegati diodi Motorola 1N4003 oppure HEP156. Questi diodi, insieme con le giunzioni d'emettitore dei transistori Motorola HEP50, formano porte OR sulle entrate di G4 e G5. Queste porte sono necessarie perché non c'è mezzo per arrivare direttamente alle basi dei transistori delle porte a due entrate del circuito integrato, in quanto si frappongono i resistori incorporati in queste porte. In un montaggio con componenti separati, gli emettitori degli HEP50 si collegano direttamente alle basi dei transistori di porta ed i resistori d'entrata sostituiscono i diodi.

Nella *fig. 12,* se un 1 logico viene applicato a C quando Q = 0, la base di Q1 viene mantenuta ad un potenziale prossimo a massa e quindi la giunzione di collettore di Q1 non si può caricare. L'eccitazione in questo lato del circuito viene inibita e Q rimane a 0 fino a che l'1 logico viene mantenuto in C. Il circuito non risponde ad impulsi in T.

D'altra parte, se un 1 logico viene applicato a C quando Q = 1, il circuito si commuterà quando in T viene ricevuto il successivo impulso orologio e invierà Q a 0 ove rimarrà fino a che C non viene inviato a 0. Parimenti, se un 1 logico viene applicato a S, Q andrà a 1 nel successivo impulso orologio in T o rimarrà a 1 se già vi è.

A differenza delle entrate di preliberazione e predisposizione, alle entrate di disposizione e liberazione i segnali possono essere applicati contemporaneamente. Se questo avviene, entrambi i lati del circuito saranno inibiti, impedendo la commutazione in entrambe le direzioni. Le uscite rimangono semplicemente negli stati in cui erano nel momento in cui le entrate venivano applicate contemporaneamente a S e a C.

Le forme d'onda richieste alle entrate S e C non sono particolarmente critiche. È solo essenziale che entrambe le entrate siano ben stabilizzate nel momento in cui arriva il successivo impulso.

La tabella della verità che accompagna il circuito elenca tutte le possibili entrate S e C e le uscite Q che esse producono prima e dopo che un impulso arriva in T. Le uscite $\bar{Q}$ non sono elencate, in quanto è sottinteso che esse sono semplicemente l'opposto o stati complementari delle uscite Q. Non sono nemmeno elencate le entrate di preliberazione e predisposizione per la semplice ragione che esse svolgono funzioni identiche a quelle di un flipflop RS e possono quindi essere facilmente determinate dalle informazioni date nella prima parte di questo articolo.





l'amplificatore di potenza 540

fornisce 18 W per canale con l'ultimo tipo di circuito integrato

I circuiti integrati, anche se attualmente sono per lo più usati in circuiti numerici, cominciano a comparire anche in circuiti lineari, specialmente nel campo degli apparati audio ad alte prestazioni. La maggior parte degli amplificatori audio di potenza a circuito integrato hanno potenza d'uscita e prestazioni limitate e perciò vengono raramente impiegati in sistemi musicali di alta qualità.

Usando un nuovo circuito integrato (tipo 540) in unione con due transistori d'uscita, è ora possibile costruire un amplificatore di potenza da 18 W efficaci per canale. La distorsione armonica totale dell'amplificatore è dello 0,1% a bassi livelli, dello 0,6% a 10 W ed un po' superiore all'1% prima che sopravvenga la tosatura. Due di questi amplificatori, che hanno un'impedenza d'entrata di circa 10 kΩ e che richiedono una potenza d'eccitazione di circa 400 mW, possono essere usati in un sistema stereo per fornire 15 W per canale con un alimentatore di modeste dimensioni. Con un alimentatore più grande si possono ottenere fino a 20 W per canale.

Le prove effettuate dimostrano che il livello di distorsione è costante tra 20 Hz e 20 kHz e che anzi diminuisce alquanto alle frequenze più alte, l'opposto di quanto avviene negli amplificatori di potenza convenzionali. Il responso in frequenza si mantiene entro 1 dB da 5 Hz a 100 kHz. Prove fatte con onde quadre non hanno mostrato traccia di sovraoscillazioni o di instabilità.

Il circuito - Lo schema dell'amplificatore 540 è riportato nella *fig. 1,* mentre nella *fig. 2* si vede uno schema a blocchi, che illustra i principi di funzionamento. Il primo stadio del circuito integrato è un amplificatore differenziale che ha la sua propria sorgente di corrente costante. Seguono due amplificatori a base comune che presentano una bassa impedenza per ridurre qualsiasi effetto Miller che potrebbe compromettere il responso alle frequenze alte. Questo stadio viene alimentato

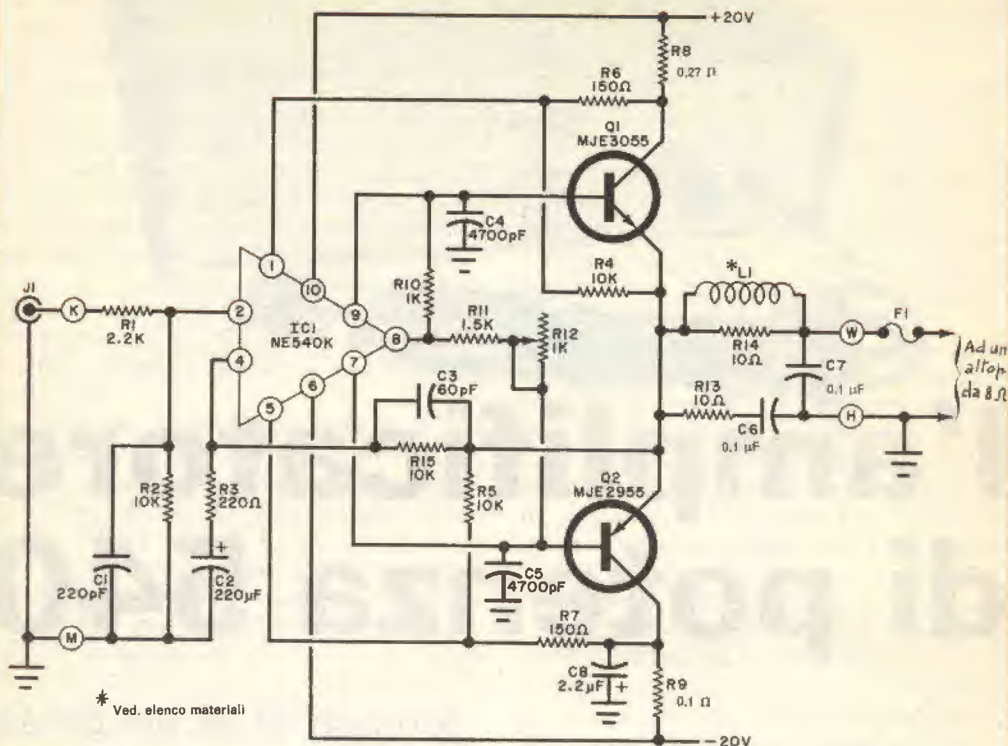


Fig. 1 - Con un'impedenza d'entrata di circa 10 kΩ, un solo circuito integrato è in grado di pilotare due transistori di potenza, richiedendo circa 400 mV d'entrata.

MATERIALE OCCORRENTE

C1	= condensatore al poliestere da 220 pF, 5%
C2	= condensatore elettrolitico da 220 µF - 6 VI
C3	= condensatore al poliestere da 60 pF, 5%
C4, C5	= condensatori al polistirolo da 4700 pF
C6, C7	= condensatori Mylar da 0,1 µF
C8	= condensatore elettrolitico da 2,2 µF - 50 VI
F1	= fusibile da 1 A (facoltativo, ved. testo)
IC1	= circuito integrato Signetics NE540K *
J1	= connettore fono
L1	= uno strato di filo isolato di diametro compreso tra 0,4 mm e 0,5 mm avvolto su R14
Q1	= transistore Motorola MJE-3055 **
Q2	= transistore Motorola MJE-2955 **
R1	= resistore da 2,2 kΩ - 0,5 W, 10%
R2, R4, R5, R15	= resistori da 10 kΩ - 0,5 W, 10%
R3	= resistore da 220 Ω - 0,5 W, 10%
R6, R7	= resistori da 150 Ω - 0.5 W, 10%
R8	= resistore da 0,27 Ω - 5 W, 10%
R9	= resistore da 0,1 Ω - 5 W, 10%
R10	= resistore da 1 kΩ - 0,5 W, 10%
R11	= resistore da 1,5 kΩ - 0,5 W, 10%
R12	= potenziometro semifisso da 1 kΩ
R13, R14	= resistori da 10 Ω - 1 W, 10%

Scatola adatta, morsettiera per i collegamenti dell'altoparlante, rondelle di mica, grasso al silicone, radiatore di calore per IC1 e minuterie varie

* La Signetics è rappresentata in Italia dalla Metroelettronica, viale Cirene 18, 20135 Milano.

** I componenti della Motorola sono reperibili presso la Celdis Italiana, via Mombarcaro 96, 10136 Torino, oppure via Dario Papa 8/62, 20125 Milano, oppure via L. il Magnifico 109, 00162 Roma.

attraverso un diodo zener ed una sorgente di corrente. In questo modo, le variazioni dell'alimentatore non influiscono sulle prestazioni dello stadio d'entrata.

Le uscite degli amplificatori a base comune pilotano un doppio amplificatore differenziale, che ha anch'esso la sua sorgente di corrente costante.

Lo stadio successivo è composto dai piloti d'uscita del circuito integrato, uno funzionante durante il semiciclo positivo e l'altro durante il semiciclo negativo. Il circuito d'uscita ha un dispositivo incorporato di protezione, che limita la corrente quando la resistenza di carico è troppo bassa. Per polarizzare l'uscita viene usato un transistore e perciò non si ha distorsione per modulazione incrociata.

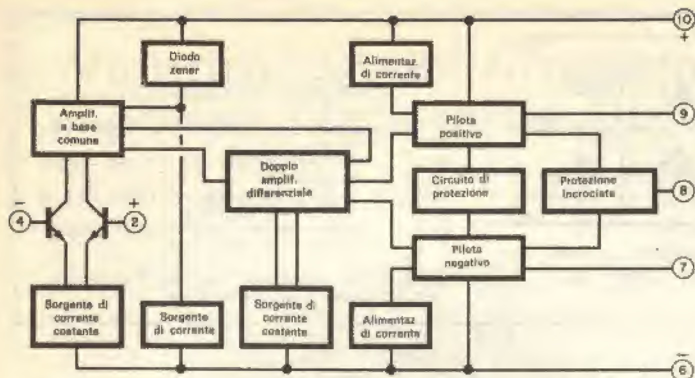


Fig. 2 - Nel circuito integrato 540K vi sono 31 transistori e 26 resistori, che formano il circuito qui rappresentato. Si noti come l'inserimento di un singolare circuito di protezione garantisce la massima sicurezza.

Il circuito di protezione impedisce che i transistori di uscita vengano danneggiati da qualsiasi tipo di carico. Generalmente, la protezione di corrente impedisce danni se il carico è resistivo o leggermente reattivo, ma non può impedire la distruzione dei transistori d'uscita se l'amplificatore viene eccitato fortemente con un carico altamente reattivo. Per constatare quanto sopra, se avete un paio di transistori d'uscita da sciupare, prendete un qualsiasi amplificatore con normale protezione contro i sovraccarichi e portatelo alla massima uscita con un'onda quadra da 100 Hz, senza collegare alcuna resistenza di carico tra i terminali d'uscita. Cominciate quindi a collegare in uscita condensatori da 10 µF; ad un certo punto, forse con il primo condensatore, i transistori d'uscita si riscalderanno e probabilmente andranno distrutti. Nell'amplificatore 540 questo non può accadere se i resistori di protezione hanno il giusto valore. Qualsiasi combinazione tensione-corrente, che sia al di fuori dell'area di funzionamento sicuro dei transistori, blocca la corrente di pilotaggio agli stadi d'uscita.

L'amplificatore può andare distrutto per sovraccarico prolungato a frequenze superiori alla gamma audio (più di 30 kHz), ma questo non è un modo normale di funzionamento. Se esiste qualche possibilità di un simile modo di funzionamento, nel preamplificatore deve essere usato un sistema di filtro. Per un buon responso ai transitori, un amplificatore audio deve avere una larghezza di banda che si estende oltre i 100 kHz. L'amplificatore però non deve essere usato ad alti livelli a queste frequenze, altrimenti la conduzione a modo comune distruggerebbe presto, per surriscaldamento, i transistori d'uscita.

Costruzione - Un amplificatore di potenza ad un canale solo può essere costruito su un circuito stampato, come quello rappresentato nella *fig. 3,* facendo atten-

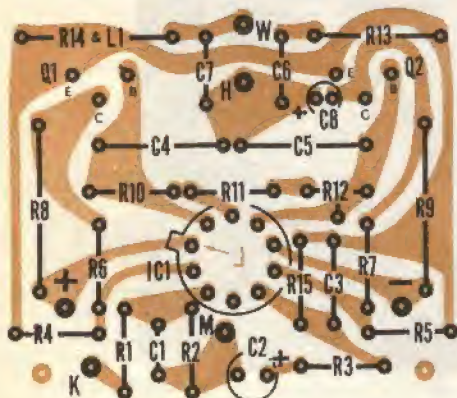




Fig. 3 - Circuito stampato in grandezza naturale e disposizione dei componenti dell'amplificatore 540.

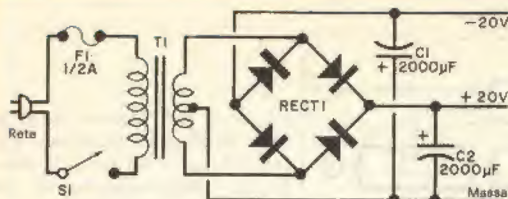


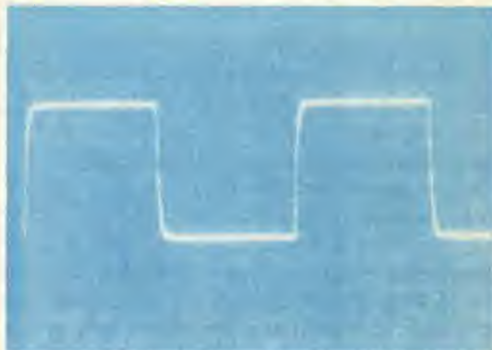
Fig. 4 - Questo semplice alimentatore a due uscite è adatto per un sistema stereo 540.

MATERIALE OCCORRENTE

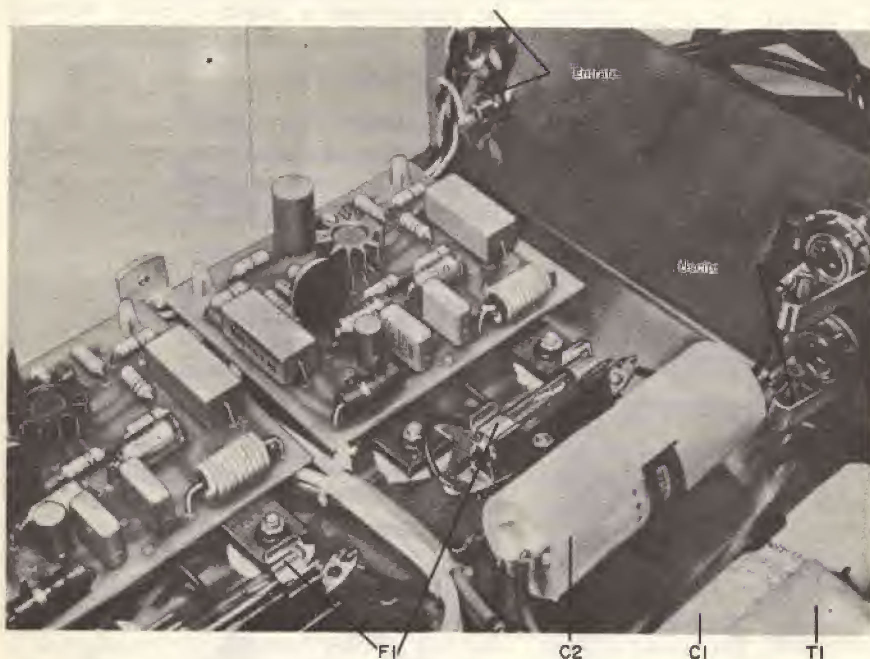
C1, C2 = condensatori elettrolitici da 2.000 μF - 35 Vl
F1 = fusibile ritardato da 0,5 A con relativo portafusibile
RECT 1 = quattro raddrizzatori al silicio da 1 A
S1 = interruttore semplice
T1 = trasformatore d'alimentazione; secondario: 32 V - 1,5 A

Minuterie di montaggio, basette d'ancoraggio, cordone di rete e minuterie varie

zione alla posizione della linguetta del circuito integrato ed alle polarità dei condensatori elettrolitici. Per effettuare i collegamenti, usate un saldatore di bassa potenza e filo di stagno sottile. I due transistori di potenza (Q1 e Q2) si montano con le facciate metalliche contro la superficie di montaggio ed il circuito stampato può essere fissato con viti di nailon attraverso i transistori. Usate rondelle di mica spalmate con una mistura conduttrice del calore per evitare contatti elettrici tra i transistori ed il telaio metallico. La costruzione del prototipo è rappresentata nelle fotografie, ma può essere adottata qualsiasi disposizione del telaio.



La forma d'onda d'uscita prodotta con un'onda quadra di 10 kHz in entrata non mostra la minima traccia di sovraoscillazioni od altri tipi di instabilità.



I due canali vengono sorretti da isolatori a colonna di plastica, mentre l'alimentatore è montato sulla base del telaio. Collegamenti ben fatti danno al montaggio un aspetto professionale.

Valutazione del progetto effettuata presso i laboratori Hirsch-Houck

L'amplificatore è un'interessante dimostrazione di quanto semplice possa essere un apparato del genere con l'aiuto della attuale tecnologia dei circuiti integrati. Si tratta di un amplificatore di potenza piuttosto bassa in confronto con le potenze abituali ma, per il suo prezzo, difficilmente potrebbe essere migliorato.

Con entrambi i canali pilotati, sarebbe realistico specificare una potenza massima di circa 10 W per canale. Tuttavia, a 10 W , la curva di distorsione è piatta lungo tutta la gamma di frequenze audio ed è appena inferiore all'1%. Curve parimenti piatte si ottengono a potenza ridotta: a metà potenza la distorsione è di circa lo 0,3% e ad un decimo di potenza è appena inferiore allo 0,1%. Tutti questi valori si riferiscono alla gamma da 20 Hz a 20 kHz.

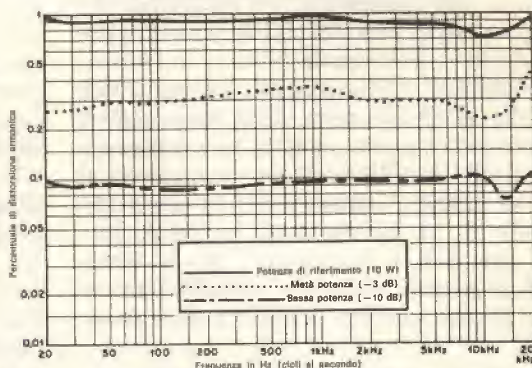
La distorsione armonica a 1.000 Hz, inferiore allo 0,1% a bassa potenza, sale dolcemente allo 0,15% a 2 W ed in modo più ripido all'1,75% a 15 W. A potenze più elevate, aumenta bruscamente. La curva di intermodulazione ha un andamento similare e va dallo 0,3% a 0,1 W allo 0,85% a 3 W e al 4,2% a 10 W.

Al punto di tosatura, la potenza d'uscita era di 21,2 W su 8 Ω e di 12,1 W su 16 Ω. L'amplificatore non è previsto per un carico di 4 Ω.

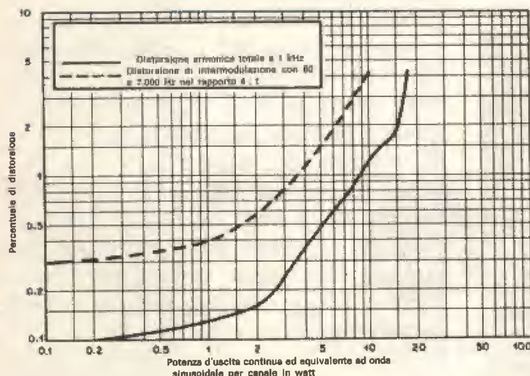
Il responso in frequenza è stato eccellente; sotto 0,2 dB a 10 Hz e 50 kHz, sotto 0,7 dB a 5 Hz e sotto 3 dB a 170 kHz. Il tempo di salita dell'onda quadra era di 2 μsec ed il livello di rumore era bassissimo: − 87 dB riferiti a 10 W.

Le misure sopra specificate sono state effettuate con il controllo di polarizzazione regolato così com'è stato ricevuto. Regolando il controllo, non si producevano variazioni significative della distorsione. Tuttavia, regolando i controlli, non si è verificato il gancio nella forma d'onda di cui si parla nell'articolo.

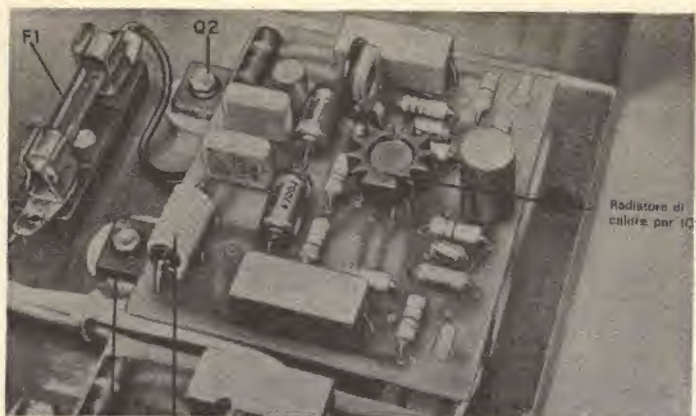
Pur con le limitazioni cui abbiamo accennato, l'amplificatore 540 appare un apparato di bassa potenza del tutto soddisfacente, con una distorsione sufficientemente bassa per tutte le installazioni in cui è probabile che venga usato un amplificatore di tali caratteristiche.



Percentuali di distorsione armonica bassissime sono presenti a tutti i livelli di potenza d'uscita e lungo tutta l'estesa gamma di frequenze dell'amplificatore.



La distorsione armonica totale e quella di intermodulazione aumentano bruscamente verso le più alte potenze di uscita. Entrambi i canali erano caricati con 8 Ω; le misure sono state effettuate su un solo canale dell'amplificatore.



I transistori Q1 e Q2 di ciascun canale hanno i terminali collegati al circuito stampato ma sono termicamente (non elettricamente) fissati alla scatola, la quale svolge la funzione di radiatore di calore.

L'unico controllo è l'interruttore generale sull'alimentatore della *fig. 4*, i cui componenti possono essere montati sul telaio con adatte basette d'ancoraggio. Per una uscita di 18 W per canale, è prescritto un doppio alimentatore da 20 V; tuttavia, può essere usata una tensione d'alimentazione minore con una corrispondente diminuzione della potenza d'uscita. L'amplificatore può funzionare con caratteristiche molto ridotte persino con un'alimentazione di 5 V per canale.

Montati tutti i componenti, collegate due fili diversamente colorati ai terminali K e M del circuito stampato, intrecciate questi fili e collegateli ai corrispondenti jack d'entrata, tenendo presente che il terminale K va collegato al terminale isolato del jack e il terminale M al terminale di massa. Collegate quindi il terminale H del circuito stampato allo stesso punto dell'alimentatore a cui è collegata la presa centrale del secondario di T1, il terminale W al punto di uscita dell'altoparlante ed il punto di massa dell'altoparlante alla massa dell'alimentatore. In un amplificatore ad alto guadagno e larga banda di questo tipo, è molto importante che questi collegamenti di entrata ed uscita siano ben fatti.

Il fusibile d'uscita (F1 nella *fig 1*) è facoltativo, perché l'amplificatore ha un circuito di protezione; è tuttavia consigliabile il suo impiego per proteggere l'altoparlante nel caso che un transistore di uscita dovesse guastarsi.

Messa a punto - Per regolare il controllo di polarizzazione, applicate un segnale a 10 kHz per pilotare l'amplificatore ad un'uscita di 1 W o meno e collegate all'uscita un oscilloscopio. Con R12 al minimo della resistenza inserita, si vedrà nella forma d'onda osservata un piccolo gancio o disturbo nel punto in cui la sinusoide passa per lo zero. Regolate perciò R12 fino a che il gancio si raddrizzi. Non avanzate R12 oltre questo punto, in quanto potreste causare eccessiva corrente di riposo nei transistori d'uscita. Con l'oscilloscopio collegato, aumentate la frequenza della base dei tempi e controllate che non vi siano oscillazioni ad alta frequenza. Nel caso queste si verifichino, potrete eliminarle aggiungendo condensatori di bassa capacità tra massa ed i punti sospetti. Controllate inoltre il riscaldamento dei transistori d'uscita. ★

I quattro diodi raddrizzatori dell'alimentatore sono montati su una basetta fissata alla base della scatola.



ELETTRONICA...
scienza o magia?



Due fili in un bicchiere d'acqua e... la lampadina si accende.
È opera di un mago? No.
Potrà essere opera vostra quando avrete esplorato a fondo i misteri di una scienza affascinante: l'**ELETTRONICA**.
Chi, al giorno d'oggi, non desidera esplorare questo campo?
Addentratevi dunque nei segreti dell'elettronica sotto la guida della **SCUOLA RADIO ELETTRA**, che propone oggi un nuovo, interessante Corso per corrispondenza: **SPERIMENTATORE ELETTRONICO.**

COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE

spedire senza busta e senza francobollo

33

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955



Scuola Radio Elettra

10100 Torino AD

APPASSIONA I RAGAZZI

Sbalordirete gli amici con esperimenti che veramente sanno di magia, e ne desterete l'invidia, quando mostrerete loro l'interfono, l'organo elettronico, il giradischi, e tutti gli altri apparecchi costruiti da voi con tanta facilità.

PIACE AI GENITORI

Non sapete a quali studi indirizzare vostro figlio?
Il Corso Sperimentatore Elettronico è un test per saggiarne le inclinazioni. Se già frequenta una scuola di indirizzo tecnico-scientifico, in breve si appassionerà alle materie che prima gli parevano tanto noiose, e sbalordirà i professori per il livello della sua preparazione.

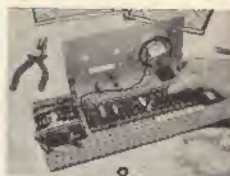
NON C'È PERICOLO DI SCOSSE ELETTRICHE

Tutti i circuiti sperimentali realizzati nel Corso vengono fatti funzionare con bassa tensione elettrica, fornita da batterie da 4,5 volt.

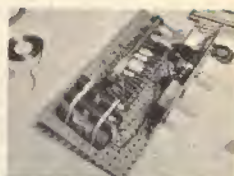
PIACE A TUTTI

Seguire le **16 lezioni del Corso Sperimentatore Elettronico** sarà per tutti un hobby appassionante e utile, una porta aperta su innumerevoli possibilità di specializzazione.

MONTERETE TRA L'ALTRO



UN ORGANO ELETTRONICO

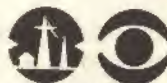


UN RICEVITORE MA

I **250 componenti del Corso** permettono di compiere più di **70 esperimenti** e di realizzare apparecchi di alta qualità che **resteranno di proprietà dell'Allievo.**

E NON È TUTTO

Ci sono ancora molte cose che dovete sapere!
Compilate, ritagliate (oppure ricopiate su cartolina postale) e spedite, senza affrancare, questo tagliando che vi dà diritto a ricevere, gratis e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori. Scrivete, indicando il vostro nome, cognome e indirizzo: vi risponderemo personalmente.



Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/33
10126 Torino

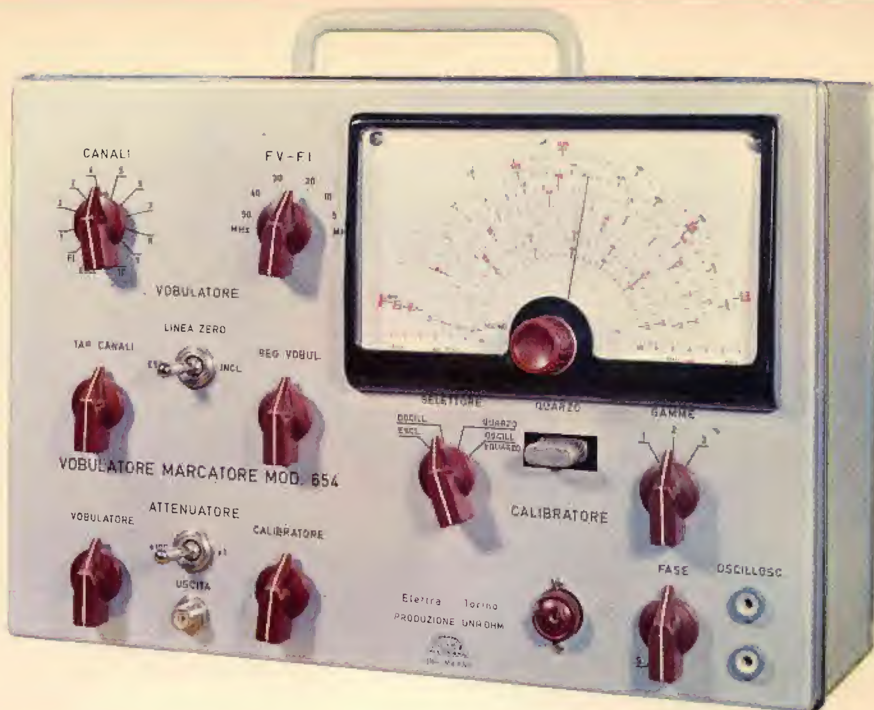


INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO

SPERIMENTATORE ELETTRONICO

MITTENTE:
NOME ______________________
COGNOME ______________________
PROFESSIONE ______________ ETÀ ______
VIA ______________ N. ______
CITTÀ ______________________
COD. POST. __________ PROV. __________





STRUMENTI

VOBULATORE MARCATORE

Riunisce in un unico complesso gli strumenti necessari per la messa a punto di tutti i ricevitori TV e permette, unitamente ad un oscilloscopio, l'osservazione diretta e visiva delle curve caratteristiche del televisore.

CARATTERISTICHE

Alimentazione: 125 V - 160 V e 220 V c.a. - **Dimensioni:** 320 x 225 x 140 mm (esclusa la maniglia). - **Pannello:** in alluminio satinato ed ossidato. - **Scatola:** in lamiera di ferro verniciato e satinato. - **Accessori:** adattatore d'impedenza da 75 Ω a 300 Ω; a richiesta contenitore uso pelle.

SEZIONE VOBULATORE - **Frequenze d'uscita:** da 3 a 50 MHz a variazione continua e a scatti da 54 a 229 MHz per i 10 canali TV italiani. - **Attenuatore d'uscita:** regolazione a scatti e continua. - **Impedenza d'uscita:** 75 Ω sbilanciata, 300 Ω bilanciata con traslatore esterno. - **Vobulazione:** regolabile con continuità da 0 a oltre 10 MHz. - **Tensione d'uscita su 75 Ω:** 200 mV da 3 a 50 MHz, 500 mV da 54 a 229 MHz.

SEZIONE MARCATORE - **Campo di frequenza:** da 4 a 14 MHz, da 20 a 115 MHz, da 160 a 230 MHz in sei scale. - **Precisione di frequenza:** ± 1%. - **Oscillatore a quarzo:** con quarzo accessibile dall'esterno; campo di frequenza da 3 a 20 MHz. - **Attenuatore d'uscita:** regolazione a scatti e continua. - **Tensione d'uscita:** oscillatore variabile 100 mV, oscillatore a quarzo 200 mV.

PER L'ACQUISTO RICHIEDERE INFORMAZIONI ALLA



Scuola Radio Elettra
10126 Torino Via Stellone 5/33